MILANO ICE ITALY — *Supertester 680 R* / ATTENZIONE R come *Record* !!

4 Brevetti Internazionali - Sensibilità 20.000 ohms x volt

STRUMENTO A NUCLEO MAGNETICO schermato contro i campi magnetici esterni!!!
Tutti i circuiti Voltmetrici e amperometrici di questo nuovissimo modello 680 R montano **RESISTENZE A STRATO METALLICO** di altissima stabilità con la **PRECISIONE ECCEZIONALE DELLO 0,5%!!**

Record di ampiezza del quadrante e minimo ingombro! (mm. 128x95x32)
Record di precisione e stabilità di taratura!
Record di semplicità, facilità di impiego e rapidità di lettura!
Record di robustezza, compattezza e leggerezza! (300 grammi)
Record di accessori supplementari e complementari! (vedi sotto)
Record di protezioni, prestazioni e numero di portate!

10 CAMPI DI MISURA E 80 PORTATE !!!

VOLTS C.A.:	11 portate:	da 2 V. a 2500 V. massimi.
VOLTS C.C.:	13 portate:	da 100 mV. a 2000 V.
AMP. C.C.:	12 portate:	da 50 μA a 10 Amp.
AMP. C.A.:	10 portate:	da 250 μA a 5 Amp.
OHMS:	6 portate:	da 1 decimo di ohm a 100 Megaohms.
Rivelatore di REATTANZA:	1 portata:	da 0 a 10 Megaohms.
FREQUENZA:	2 portate:	da 0 a 500 e da 0 a 5000 Hz.
V. USCITA:	9 portate:	da 10 V. a 2500 V.
DECIBELS:	10 portate:	da — 24 a + 70 dB.
CAPACITA':	6 portate:	da 0 a 500 pF - da 0 a 0,5 μF e da 0 a 20.000 μF in quattro scale.

Inoltre vi è la possibilità di estendere ancora maggiormente le prestazioni del **Supertester 680 R** con accessori appositamente progettati dalla I.C.E. Vedi illustrazioni e descrizioni più sotto riportate.
Circuito elettrico con speciale **dispositivo per la compensazione degli errori dovuti agli sbalzi di temperatura.**
Speciale bobina mobile studiata per un pronto smorzamento dell'indice e quindi una rapida lettura.
Limitatore statico che permette allo strumento indicatore ed al raddrizzatore a lui accoppiato, di poter sopportare sovraccarichi accidentali od erronei anche **mille** volte superiori alla portata scelta!!!

IL TESTER PER I TECNICI VERAMENTE ESIGENTI !!!

Strumento antiurto con speciali sospensioni elastiche. Fusibile, con cento ricambi, a protezione errate inserzioni di tensioni dirette sul circuito ohmetrico. Il marchio « I.C.E. » è garanzia di superiorità ed avanguardia assoluta ed indiscussa nella progettazione e costruzione degli analizzatori più completi e perfetti. **Essi infatti, sia in Italia che nel mondo, sono sempre stati i più puerilmente imitati nella forma, nelle prestazioni, nella costruzione e perfino nel numero del modello!!** Di ciò ne siamo orgogliosi poichè, come disse Horst Franke **« L'imitazione è la migliore espressione dell'ammirazione! ».**

PREZZO SPECIALE propagandistico **L. 12.500** franco nostro stabilimento completo di puntali, pila e manuale d'istruzione. Per pagamenti all'ordine, od alla consegna, **omaggio del relativo astuccio** antiurto ed antimacchia in resinpelle speciale resistente a qualsiasi strappo o lacerazione. Detto astuccio da noi **BREVETTATO** permette di adoperare il tester con un'inclinazione di 45 gradi senza doverlo estrarre da esso, ed un suo doppio fondo non visibile, può contenere oltre ai puntali di dotazione, anche molti altri accessori. Colore normale di serie del **SUPERTESTER 680 R**: **amaranto**; a richiesta: grigio.

ACCESSORI SUPPLEMENTARI DA USARSI UNITAMENTE AI NOSTRI "SUPERTESTER 680"

PROVA TRANSISTORS E PROVA DIODI *Transtest* **MOD. 662 I.C.E.** Esso può eseguire tutte le seguenti misure: Icbo (Ico) - Iebo (Ieo) - Iceo - Ices - Icer - Vce sat - Vbe hFE (ß) per i TRANSISTORS e Vf - Ir per i diodi. Minimo peso: 250 gr. - Minimo ingombro: 128 x 85 x 30 mm. - **Prezzo L. 6.900** completo di astuccio - pila - puntali e manuale di istruzione.

VOLTMETRO ELETTRONICO con transistori a effetto di campo (FET) **MOD. I.C.E. 660.** Resistenza d'ingresso = 11 Mohm - Tensione C.C.: da 100 mV. a 1000 V. - Tensione picco-picco: da 2,5 V. a 1000 V. - Ohmetro: da 10 Kohm a 10000 Mohm - Impedenza d'ingresso P.P = 1,6 Mohm con circa 10 pF in parallelo - Puntale schermato con commutatore incorporato per le seguenti commutazioni: V-C.C.; V-picco-picco; Ohm. Circuito elettronico con doppio stadio differenziale. - **Prezzo netto propagandistico L. 12.500** completo di puntali - pila e manuale di istruzione.

TRASFORMATORE I.C.E. MOD. 616 per misure amperometriche in C.A. Misure eseguibili: 250 mA. - 1-5-25-50 e 100 Amp. C.A. - Dimensioni 60 x 70 x 30 mm. - Peso 200 gr. **Prezzo netto L. 3.900** completo di astuccio e istruzioni.

AMPEROMETRO A TENAGLIA *Amperclamp* per misure amperometriche immediate in C.A. senza interrompere i circuiti da esaminare - 7 portate: 250 mA. - 2,5-10-25-100-250 e 500 Amp. C.A. - Peso: solo 290 grammi. Tascabile! - **Prezzo L. 7.900** completo di astuccio, istruzioni e riduttore a spina Mod. 29.

PUNTALE PER ALTE TENSIONI MOD. 18 I.C.E. (25000 V. C.C.)

Prezzo netto: L. 2.900

LUXMETRO MOD. 24 I.C.E. a due scale da 2 a 200 Lux e da 200 a 20.000 Lux. Ottimo pure come esposimetro!!

Prezzo netto: L. 3.900

SONDA PROVA TEMPERATURA istantanea a due scale: da — 50 a + 40 °C e da + 30 a + 200 °C

Prezzo netto: L. 6.900

SHUNTS SUPPLEMENTARI (100 mV.) MOD. 32 I.C.E. per portate amperometriche: 25-50 e 100 Amp. C.C.

Prezzo netto: L. 2.000 cad.

OGNI STRUMENTO I.C.E. È GARANTITO.
RICHIEDERE CATALOGHI GRATUITI A:

VIA RUTILIA, 19/18
20141 MILANO - TEL. 531.554/5/6

MILANO ICE ITALY

Supertester 680 E

BREVETTATO. - Sensibilità: 20.000 ohms x volt

Con scala a specchio e STRUMENTO A NUCLEO MAGNETICO schermato contro i campi magnetici esterni!!! Tutti i circuiti Voltmetrici e Amperometrici in C.C. e C.A. di questo nuovissimo modello 680 E montano resistenze speciali tarate con la PRECISIONE ECCEZIONALE DELLO 0,5% !!

10 CAMPI DI MISURA E 48 PORTATE !!!

VOLTS C.C.:	7 portate:	con sensibilità di 20.000 Ohms per Volt: 100 mV. - 2 V. - 10 V. - 50 V. - 200 V. - 500 V. e 1000 V. C.C.
VOLTS C.A.:	6 portate:	con sensibilità di 4.000 Ohms per Volt: 2 V. - 10 V. - 50 V. - 250 V. - 1000 V. e 2500 Volts C.A.
AMP. C.C.:	6 portate:	50 μA - 500 μA - 5 mA - 50 mA - 500 mA e 5 A. C.C.
AMP. C.A.:	5 portate:	250 μA - 2,5 mA - 25 mA - 250 mA e 2,5 Amp. C.A.
OHMS:	6 portate:	Ω : 10 - Ω x 1 - Ω x 10 - Ω x 100 - Ω x 1000 - Ω x 10000 (per letture da 1 decimo di Ohm fino a 100 Megaohms).
Rivelatore di REATTANZA:	1 portata:	da 0 a 10 Megaohms.
CAPACITA':	4 portate:	da 0 a 5000 e da 0 a 500.000 pF - da 0 a 20 e da 0 a 200 Microfarad.
FREQUENZA:	2 portate:	0 ÷ 500 e 0 ÷ 5000 Hz.
V. USCITA:	6 portate:	2 V. - 10 V. - 50 V. - 250 V. - 1000 V. e 2500 V.
DECIBELS:	5 portate:	da — 10 dB a + 62 dB.

Inoltre vi è la possibilità di estendere ancora maggiormente le prestazioni del **Supertester 680 E** con accessori appositamente progettati dalla I.C.E.

I principali sono:

Amperometro a Tenaglia modello « Amperclamp » per Corrente Alternata: Portate: 2,5 - 10 - 25 - 100 - 250 e 500 Ampères C.A.
Prova transistori e prova diodi modello « Transtest » 662 I. C. E.
Shunts supplementari per 10 - 25 - 50 e 100 Ampères C.C.
Volt - ohmetro a Transistors di altissima sensibilità.
Sonda a puntale per prova temperature da — 30 a + 200 °C.
Trasformatore mod. 616 per Amp. C.A.: Portate: 250 mA - 1 A - 5 A - 25 A - 100 A C.A.
Puntale mod. 18 per prova di ALTA TENSIONE: 25000 V. C.C.
Luxmetro per portate da 0 a 16.000 Lux. mod. 24.

IL TESTER MENO INGOMBRANTE (mm 126 x 85 x 32) **CON LA PIU' AMPIA SCALA** (mm 85 x 65) Pannello superiore interamente in **CRISTAL** antiurto: IL TESTER PIU' ROBUSTO, PIU' SEMPLICE, PIU' PRECISO!

Speciale circuito elettrico **Brevettato** di nostra esclusiva concezione che unitamente ad un limitatore statico permette allo strumento indicatore ed al raddrizzatore a lui accoppiato, di poter sopportare sovraccarichi accidentali od erronei anche **mille** volte superiori alla portata scelta! Strumento antiurto con speciali sospensioni elastiche. Scatola base in nuovo materiale plastico infrangibile. Circuito elettrico con speciale dispositivo per la compensazione degli errori dovuti agli sbalzi di temperatura. IL TESTER SENZA COMMUTATORI e quindi eliminazione di guasti meccanici, di contatti imperfetti, e minor facilità di errori nel passare da una portata all'altra. IL TESTER DALLE INNUMEREVOLI PRESTAZIONI: IL TESTER PER I RADIOTECNICI ED ELETTROTECNICI PIU' ESIGENTI!

INSUPERABILE !

IL PIÙ PRECISO!

IL PIÙ COMPLETO!

PREZZO

eccezionale per elettrotecnici radiotecnici e rivenditori

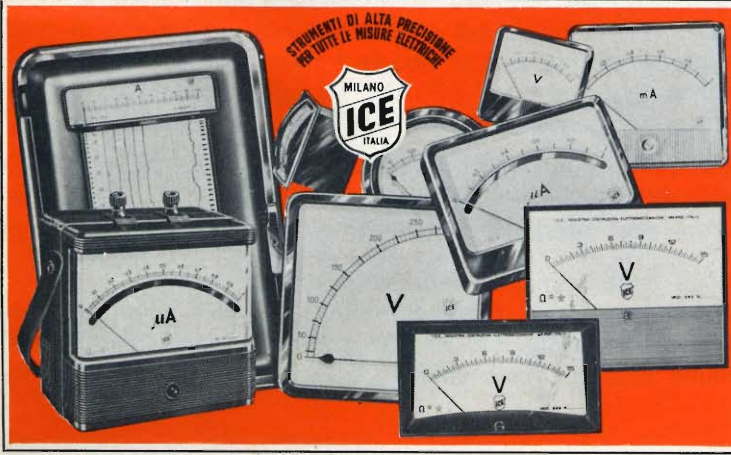
LIRE 10.500 !!

franco nostro Stabilimento

Per pagamento alla consegna **omaggio del relativo astuccio !!!**

Altro **Tester Mod. 60** identico nel formato e nelle doti meccaniche ma con sensibilità di 5000 Ohms x Volt e solo 25 portate **Lire 6.900** franco nostro Stabilimento.

Richiedere Cataloghi gratuiti a:

I.C.E. VIA RUTILIA, 19/18 MILANO - TEL. 531.554/5/6

VOLTMETRI
AMPEROMETRI
WATTMETRI
COSFIMETRI
FREQUENZIMETRI
REGISTRATORI
STRUMENTI CAMPIONE

PER STRUMENTI DA PANNELLO, PORTATILI E DA LABORATORIO RICHIEDERE IL CATALOGO I.C.E. 8 - D.

GLI INQUIETI PER IL SISTEMA DI TRASMISSIONE IN COLORE

Dunque, siamo degli elementi irresponsabili. Lo ha scritto un personaggio di gran peso, la cui attenzione per noi è un onore. Per prima cosa lo ringraziamo della pubblicità gratuita che ci ha fatto.

Si direbbe che quell'illustre personaggio dedica molta attenzione a ciò che facciamo noi, perchè già in altra occasione ci ha lanciato lo strale dalla sua tribuna. Peccato che ogni volta scivoli su qualche buccia di banana. L'altra volta non si era accorto di un piccolissimo aggettivo il quale dava, ad un nostro scritto, il significato esattamente contrario di quello che aveva capito lui. Questa volta dice che siamo degli elementi irresponsabili perché abbiamo riaperto una « futile quanto inopportuna polemica circa il sistema SECAM che l'Italia avrebbe deciso di adottare ».

Preghiamo i lettori di ricordare « futile » e « inopportuna » perché torneremo a galla poi.

Innanzitutto non abbiamo inventato proprio niente, e se il nostro illustre contraddittore non lo sa vuol dire che non è molto informato.

Ma riportiamo un suo passo: « Occorre poi considerare che l'incidenza del "sistema" sul televisore non raggiunge il 10% circa del totale valore di esso. In altre parole si può passare da un televisore PAL ad uno SECAM semplicemente sostituendo un pannellino di modesto valore ».

Noi non ci permettiamo di contraddire questa affermazione, sempre per la deferenza che nutriamo verso la sua fonte, ma vorremmo tenere separati i concetti di « sistema » e di « valore ».

Sposteremo quindi il ragionamento sul solo « sistema » per affermare a nostra volta, da ciò che sappiamo, che la differenza non si riduce al 10% ma è almeno il 25%. Si tratta nientemeno

che del decodificatore che cambia, cioè il sistema che dà i segnali del colore, in altri termini il cuore dell'apparecchio.

Va bene che oggi si cambiano anche i cuori umani, ma che ciò sia tanto facile diremmo di no. Senza contare che il SECAM riceve il suono in FM e il PAL riceve in AM. Può darsi che in seguito si giunga al pannellino di modesto valore, ma per ora ci sembra prematuro riferirlo come dato certo. Vediamo ora un altro passo del nostro illustre interlocutore: « Ed occorre inoltre considerare che durante questi due ultimi anni di attesa del « colore » l'industria italiana si è praticamente orientata verso il PAL in ciò invitata e favorita dalle trasmissioni quotidiane della RAI ».

E allora ci sveli perché, proprio la RAI, ha troncato le trasmissioni in colore durante la Fiera Campionaria di Milano. Gli espositori avevano in mostra i TV a colori e non potevano farli funzionare, sebbene la Società degli Autori abbia chiesto circa 80 mila l'uno « per il funzionamento ».

Sarebbe questo l'invito e il favore? Proprio in un momento che si potrebbe dire cruciale poichè, spingi da una parte e spingi dall'altra, qualche cosa dovrà uscirne fuori a scadenza più o meno breve. In effetto, il nostro contraddittore non saprebbe spiegare questo fatto, e non lo sapremmo spiegare neppure noi, ma è chiaro che non può essere accidentale e tanto meno privo di una causa. E poichè il fatto non è secondario, la causa deve essere importante. Un giorno o l'altro, speriamo, sarà nota, ma per ora è lecito avanzare qualunque congettura la quale può benissimo sostenere, almeno provvisoriamente, la nostra « irresponsabilità ».

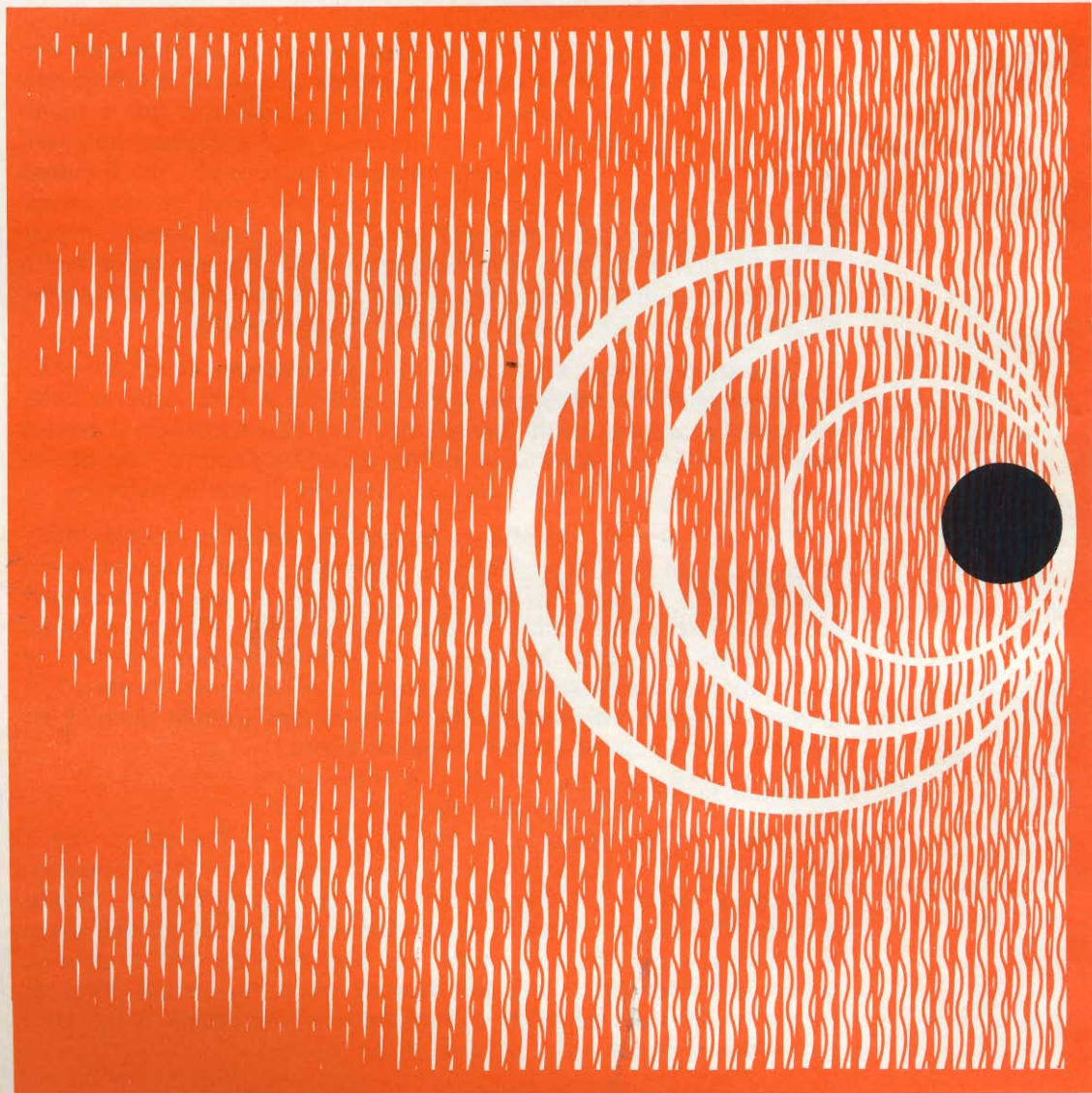
Ed eccoci al gran finale. L'illustre personaggio conclude così: « ... ma vogliamo fermamente sperare che da questa riaperta polemica nasca proprio quell'impulso decisivo che sospinga il nostro Governo a por fine all'attuale inutile battuta d'aspetto, che umilia e scoraggia la nostra industria nei confronti di quella estera ».

Facciamo un passo indietro, perché c'è un'altra piccola disattenzione in chi ci attacca. Noi non parteggiamo per nessuno, e ciò che è scritto in quel periodo finale è stato da noi riconosciuto, come implicitamente valido, un mese prima, vedi « Selezione Radio TV » 4-1969 pag. 513. Ma vogliamo riprendere quei « futile » e « inopportuna » affibiati alla polemica che abbiamo riaperto? È talmente futile e inopportuna che l'Autore dell'articolo auspica ne nasca l'impulso al Governo; rileggere sopra.

Come la mettiamo?

Si dice che è saggio colui che si adegua al mondo, e che è matto, ovvero irresponsabile, colui che il mondo lo vuole cambiare. Da questa verità qualcuno ha dedotto che il progresso è dovuto ai matti. Qui non si tratta di progresso ma di uscita da uno stato di incertezza che pesa su tutti. Se saremo stati noi a dare il primo colpo per rimuovere gli ostacoli, ci vantiamo sin d'ora di essere degli irresponsabili e torniamo a ringraziare colui che, autorevolmente, se ne è accorto.

Editore: J.C.E.
Direttore Responsabile: ANTONIO MARIZZOLI

Sped. in abb. post. Gr. III/70 Maggio 1969

SOMMARIO

In copertina		Estrazione delle lastrine di silicio dei circuiti integrati, da un forno di diffusione (Philips)
Redazionale	**648**	Gli inquieti per il sistema di trasmissione in colore
Lettere	**653**	I lettori ci scrivono
Bassa frequenza	**661**	Amplificatori di Bassa Frequenza
L'angolo del tecnico TV	**665**	Oscillatori bloccati
Elettronica industriale	**675**	Preamplificatore per telecamera
	679	Controllo della velocità di rotazione di motori c.c. - 1ª parte
Nuovi componenti	**687**	Trasformatore d'uscita AT 2053/01 per stadi finali di riga di televisori a colori
Novitá tecnologiche	**693**	Rivelatori di radiazioni infrarosse
Schemi	**700**	Possibilità ed applicazione dei semiconduttori
Caratteristiche dei componenti	**707**	Impiego del transistor a giunzione singola - Nuove Idee - 1ª parte
Nuovi prodotti	**717**	MST 7 amplificatore sintonizzatore FM STEREO
Le comunicazioni	**721**	Storia delle comunicazioni a distanza - 8ª parte
Il riparatore	**733**	Circuiti antiparassiti e antiinterferenze - 2ª parte
Servizio speciale	**744**	Salone internazionale dei componenti elettronici
Rubriche	**754**	Radiodiffusione e TV
	770	La scrivania dello zio
	774	Soluzione del cruciverba tecnico

Si accettano abbonamenti soltanto per anno solare da gennaio a dicembre. E' consentito sottoscrivere l'abbonamento anche nel corso dell'anno, ma è inteso che la sua validità parte da gennaio per cui l'abbonato riceve, innanzitutto, i fascicoli arretrati.

In considerazione dell'elevato numero di quesiti che ci pervengono, le relative risposte, per lettera o pubblicate in questa rubrica ad insindacabile giudizio della redazione, saranno date secondo l'ordine di arrivo delle richieste stesse.
Sollecitazioni o motivazioni d'urgenza non possono essere prese in considerazione.
Le domande avanzate dovranno essere accompagnate dall'importo di lire 2.000 anche in francobolli a copertura delle spese postali o di ricerca, parte delle quali saranno tenute a disposizione del richiedente in caso non ci sia possibile dare una risposta soddisfacente.

a cura di P. Soati

I LETTORI CI SCRIVONO

Sig. ALBANESE G.
Cerignola

Taratura dei ricevitori mediante l'oscilloscopio

L'allineamento dei circuiti di alta e media frequenza di un ricevitore, ha lo scopo di stabilire, per ciascuno di essi, l'esatto stato di risonanza su determinate frequenze.

Nelle operazioni di allineamento dei ricevitori a modulazione di ampiezza l'oscilloscopio consente di sostituire vantaggiosamente gli altri strumenti usati con i metodi convenzionali. Così, ad esempio, mentre il misuratore di uscita, che viene connesso normalmente all' uscita della bassa frequenza dopo che all'ingresso del ricevitore è stato applicato un segnale AF modulato, fornisce la misura totale del guadagno, un voltmetro elettronico consente di ottenere la misura parziale o totale del guadagno in alta, media o bassa frequenza.

L'oscilloscopio invece, oltre a consentire di effettuare tutte le misure che sono possibili con l'impiego del voltmetro elettronico, permette di avere un'idea precisa delle caratteristiche di risonanza quali la selettività, la larghezza di banda passante e la simmetria della curva, di tutti i circuiti accordati, nonché della fedeltà di risposta degli stadi amplificatori di bassa frequenza.

Per effettuare correttamente l'allineamento di un ricevitore a modulazione di ampiezza, oltre all'oscilloscopio, è necessario un generatore di segnali ad alta frequenza il cui segnale potrà essere applicato direttamente al circuito di antenna oppure all'ingresso di ciascun stadio accordato.

L'ingresso verticale dell'oscilloscopio si collegherà dopo lo stadio rivelatore, qualora si desideri effettuare una rapida messa a punto dei circuiti di alta e media frequenza, oppure all'uscita di ogni singolo stadio, tramite una sonda ad alta resistenza e bassa capacità, quando sia necessario non introdurre smorzamento nei circuiti, e con probe rivelatore per circuiti risonanti a frequenze molto alte.

La disposizione degli strumenti è visibile schematicamente in figura 1.

Per allineare i ricevitori a modulazione di frequenza, oltre all'oscilloscopio, occorre anche un generatore sweep.

In primo luogo si dovrà determinare la curva di risposta del circuito rivelatore-discriminatore, la cui frequenza di centro può essere opportunamente segnata con una mar-

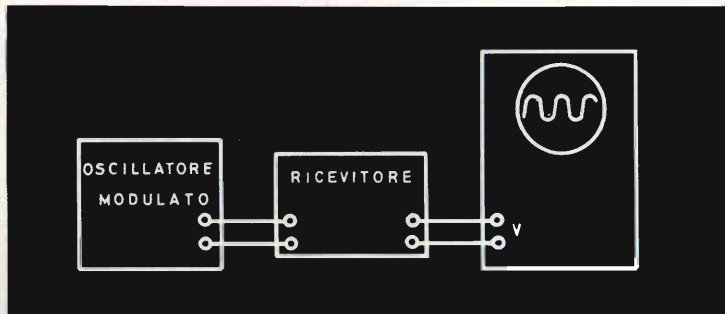



Fig. 1 - Disposizione dell'oscilloscopio per il controllo di un ricevitore.

catura qualora il generatore sweep disponga del marker per detta frequenza, che generalmente è di 10,7 MHz (valore che corrisponde alla media frequenza nei ricevitori FM).

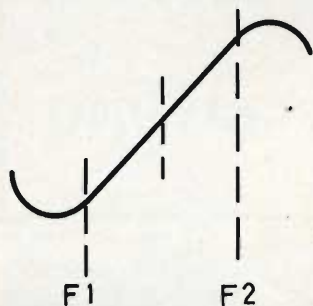
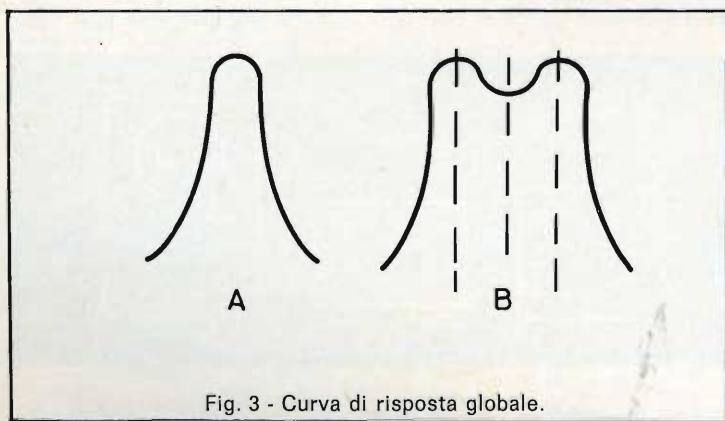



Fig. 2 - Curva relativa al circuito discriminatore.

Il collegamento dei vari strumenti dovrà essere effettuato nel seguente modo: si preleva il segnale per l'ingresso verticale dell' oscilloscopio dall' uscita audio del discriminatore connettendo l'ingresso orizzontale con il relativo morsetto dello sweep e applicando l'uscita del generatore sweep stesso alla griglia della valvola limitatrice. La traccia che riproduce la curva di rivelazione del discriminatore a rapporto dovrà essere quanto più possibile simmetrica rispetto alla frequenza centrale.

Nella taratura della media frequenza e del circuito limitatore si applica in primo luogo il segnale del generatore sweep alla griglia dello stadio di media frequenza che precede il limitatore e l'entrata verticale alla griglia della valvola limitatrice. Il segnale dello sweep dovrà essere regolato al minimo possibile affinché la curva di risposta non risulti alterata a causa della saturazione della valvola limitatrice. Sullo schermo dovrà comparire un oscillogramma simile a quello della figura 3A'. Portando il segnale alla griglia dello stadio di media frequenza precedente e poi a quella del primo stadio, e regolando accuratamente i circuiti interessati, si dovrà ottenere una curva di risposta globale avente la forma della figura 3B, la quale consentirà il passaggio di tutta la banda MF. Anche in questo caso la curva dovrà risultare perfettamente simmetrica.

Nel rilievo delle caratteristiche di risonanza di ogni singolo stadio amplificatore di media frequenza è consigliabile l'impiego di un probe rivelatore.

Per le operazioni di allineamento dei circuiti ad alta frequenza il cavo di uscita dello sweep dovrà essere connesso al circuito di antenna del ricevitore tramite una antenna fittizia.

Fig. 3 - Curva di risposta globale.

Come già detto, sull'argomento avremo occasione di ritornare a lungo nella rubrica Servizio TV.

Sig. COSTA R. - Genova
Generatore B.F. per prove

Il generatore di bassa frequenza, il cui schema è visibile in figura 4, è stato realizzato per scopi industriali, e per ottenere i risultati desiderati occorre avere una buona esperienza in tale genere di montaggi. Esso copre la gamma di frequenze comprese fra i 30 Hz ed i 340 kHz suddivise in quattro gamme: 1) da 30 Hz a 350 Hz; 2) da 300 Hz a 3500 Hz; 3) da 3 kHz a 34 kHz; 4) da 30 kHz a 340 kHz. L'uscita è regolabile, con quattro scale da 0 a 30 Vp da — 60 a ± 22 dBm. L'impedenza di uscita è di 600 Ω.

Come si può osservare dallo schema è stato impiegato un generatore RC, in ponte di Wien, con due elementi variabili R e C. La frequenza di oscillazione del ponte di Wien può essere calcolata mediante la solita formula:

$$f = \frac{1}{2 \pi RC}$$

che è valida per i due rami del ponte, tanto per RC in parallelo quanto per RC in serie. Come valvola oscillatrice è usato il doppio triodo 12AU7 che consente di ottenere una buona stabilità unitamente alla massima tensione di uscita.

Il livello di reazione necessario per mantenere il circuito in oscillazione è regolato tramite il potenziometro R9 e stabilizzato automaticamente mediante la lampada da 3 W con filamento a tungsteno. La seconda sezione della valvola 12AU7 funge come invertitore di fase.

La tensione utile, passando attraverso l'attenuatore pro-

gressivo, costituito dal potenziometro R15, viene inviata alla valvola 6EM7 che funge da amplificatrice di tensione e proporziona i segnali di uscita in modo che essi risultino ugualmente amplificati in tutta la banda di frequenze. Parte del segnale di uscita è rettificato dai quattro diodi OA85, montati in ponte raddrizzatore ad onda completa. Il potenziometro R22, in serie con il rettificatore, consente la calibrazione dello strumento.

Il segnale è quindi applicato all'entrata di un attenuatore decimale di precisione a quattro posizioni che proporziona l'impedenza ad un valore costante di 600 Ω, per tutte le quattro posizioni. La precisione della tensione di uscita dipende dalla tolleranza dei resistori che fanno parte di questo attenuatore. La tolleranza dovrà essere di almeno ± 1 %. In figura 5 è indicato lo schema dell'alimentatore.

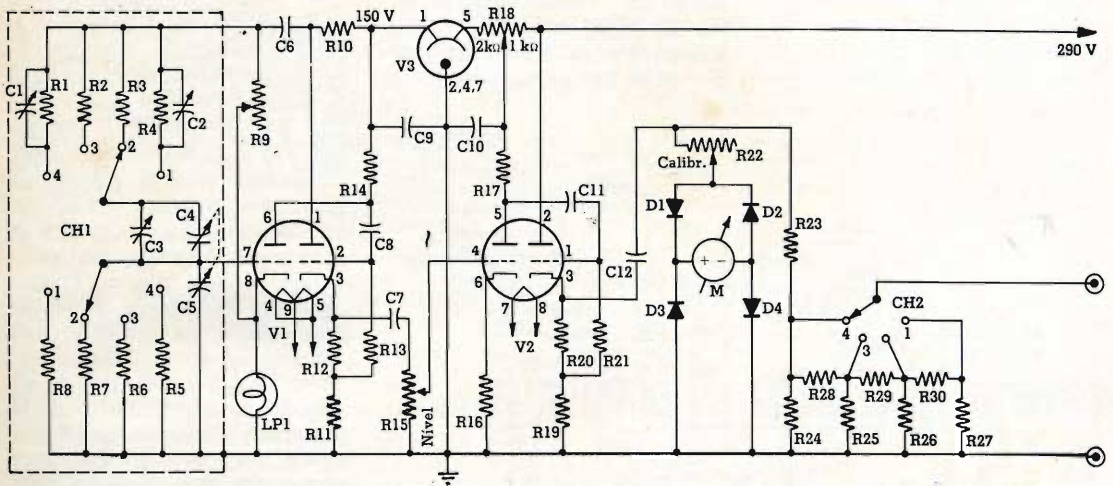



Fig. 4 - Generatore B.F. telefonico da 30 Hz a 340 kHz di tipo professionale.

La costruzione del generatore dovrà essere effettuata attenendosi alle solite norme che regolano questo genere di montaggi.

Valore dei componenti:

Resistenze: R1 = R5 = 9.360 Ω 1%; R2 = R6 = 100.420 Ω 1%; R3 = R7 = 1.005.700 Ω ± 1%; R4 = R8 = 11.046.000 Ω ± 1%; R9 = 10 kΩ potenziometro lineare; R10 = 22 kΩ 1 W 10%; R11 = R16 = 1,2 kΩ ½ W 10%; R12 = 220 Ω ½ W 10%; R13 = R21 = 470 kΩ ½ W 10%; R14 = 6 kΩ 1 W 10%; R15 = R22 = 10 kΩ potenziometro logaritmico; R17 = 68 kΩ ½ W 10%; R18 = 3 kΩ a filo 20 W con presa ad 1 kΩ (eventualmente usare una resistenza da 2 kΩ in serie ad un'altra da 1 kΩ); R19 = 2.800 Ω 20 W filo; R20 = 400 Ω 2 W 10%; R23 = 470 Ω ½ W 10%; R24 = R27 = 660 Ω ½ W 1%; R25 = R26 = 740 Ω ½ W 1%; R28 = R29 = R30 = 6 kΩ ½ W 1%; R31 = R32 = 47 Ω ½ W 10%.

Condensatori: C1 = C2 = C3 = compensatori 3-30 pF; C4 = C5 = condensatore va-

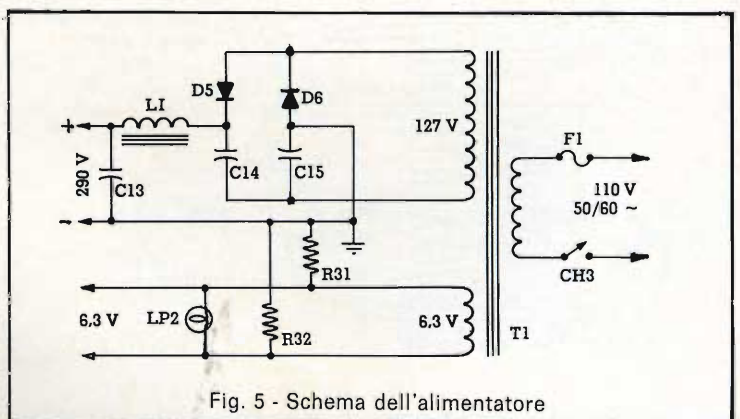



Fig. 5 - Schema dell'alimentatore

riabile doppio 500 pF per sezione; C6 = C7 = C8 = 1 µF 160 V poliestere; C12 = 16 µF 350 V elettrolitico; C13 = 50 µRF 350 V elettrolitico; C14 = C15 = 50 µF 150 V elettrolitico.

Valvole e semiconduttori: V1 = 12AU7; V2 = 6EM7; V3 = regolatrice OA2/VR150; D1 = D2 = D3 = D4 = diodo al germanio OA85; D5 = D6 = diodo al silicio OA120.

Materiale vario: M1 = milliamperometro da 1 mA; LP1 = lampada 125 V/3 W; LP2 = lampada spia 6,3 V; CH1 = commutatore 2 sezioni quattro posiizoni; CH2 = commutatore 1 sezione, quattro posizioni (detti commutatori devono essere di ottima qualità); CH3 = interruttore semplice; L1 = impedenza di filtro 7,6 H 80 mA; T1 = trasformatore di alimentazione: primario universale o a 220 V/50 Hz, secondario 127 V/150 mA e 6,3 V/2,5 A; F1 = fusibile da 1 A.

Fig. 6 - TX per radiocomando 27 MHz.

Fig. 7 - Dati costruttivi delle bobine.

Sig. BOSATRA C. Trento
TX a valvola per radiocomando

In figura 6 riportiamo lo schema di un interessante, quanto semplice, trasmettitore per radiocomando nel quale si fa uso di una valvola del tipo 3A4. È prevista l'alimentazione a batteria; nulla vieta comunque che la stessa sia effettuata tramite l'impiego di un alimentatore in grado di fornire le tensioni richieste.

La figura 7 indica come devono essere costruite le due bobine. L1 è composta da 11 spire di filo nudo, del n. 14, avvolte su un diametro di 18 millimetri e su una lunghezza di 29 millimetri. L2 è invece composta da quattro spire unite di filo smaltato del n. 20 avvolte su un diametro di 18 millimetri.

Sig. MARCOLA G. - Roma
Organo elettronico a transistor

Con riferimento alla sua richiesta ci è adesso possibile pubblicare la descrizione sommaria di un interessante organo elettronico la cui gamma di frequenze riproducibili è messa in evidenza in figura 8.

Mentre in figura 9 è visibile lo schema elettrico della sezione generatrice di toni, ottenuta tramite un generatore di impulsi, in figura 10 è disegnato lo schema della sezione amplificatrice comprendente anche il circuito mixer.

Tredici resistori, connessi in serie fra di loro, sono stati impiegati allo scopo di ottenere la scala cromatica mentre i cinque condensatori, pu-

re in serie fra di loro, consentono di avere a disposizione due ottave superiori e due ottave inferiori all'ottava media.

Un apposito circuito a ponte produce un effetto di tremolo la cui frequenza è regolabile, tramite il resistore R_6, fra 6 o 7 periodi.

La messa a punto dell'organo, in cui la R_{14} funge da elemento regolatore della sintonia, dovrà essere eseguita per confronto con altri strumenti. Il più adatto a questo scopo è senz'altro il pianoforte.

Nell'esemplare *originale* anziché dei tasti sono stati impiegati dei bottoni con ritorno automatico alla posizione di riposo. Naturalmente nulla vieta di adottare la soluzione a tastiera.

L'uscita dell'organo eventualmente può essere inviata alla bassa frequenza di un radioricevitore, di un televisore o meglio ancora di amplificatore HI-PI.

La corrente totale assorbita è approssimativamente di 15 mA.

Gli altri disegni servono a mettere in evidenza come dovranno essere predisposti i vari componenti nei relativi circuiti stampati.

Sono stati impiegati transistor originali della RCA.

Valore dei componenti del generatore di toni:

Resistori: R1 = 33.000 Ω 1/2 W 10%; R2 = R3 = 220.000 Ω 1/2 W 10%; R4 = R8 = 330.000 Ω 1/2 W 10%; R5 = R18 = 100.000 Ω 1/2 W 10%; R6 = 10.000 Ω potenziometro lineare; R7 = 3.300 Ω 1/2 W 10%; R9 = 270.000 Ω 1/2 W 10%; R10 = 180.000 Ω 1/2 W 10%; R11 = R21 = R22 = 1.000 Ω 1/2 W 10%; R12 = 1.500 Ω 1/2 W 10%; R13 = 180 Ω 1/2 W 10%; R14 = 1.000 Ω 1/2 W 10%; R15 = 1.200 Ω 1/2 W 10%; R16 = 470 Ω 1/2 W 10%; R17 = 2,2 MΩ 1/2 W 10%; R19 = R20 = 1.100 Ω 1/2 W 5%; R23 = R24 = 910 Ω 1/2 W 5%; R25 = R26 = 820 Ω 1/2 W 10%; R27 = 750 Ω 1/2 W 10%; R30 = 620 Ω 1/2 W 10%; R31 = 10.000 Ω 10%.

Condensatori: C1 = C2 = 0.22 μF, 25 V, carta; C3 = C10 = C11 = 0,5 μF, 15 V, elettrolitico; C5 = 100 μF, 6 V, elettrolitico; C6 = C7 = 4 μF, 25 V, elettrolitico; C8 =

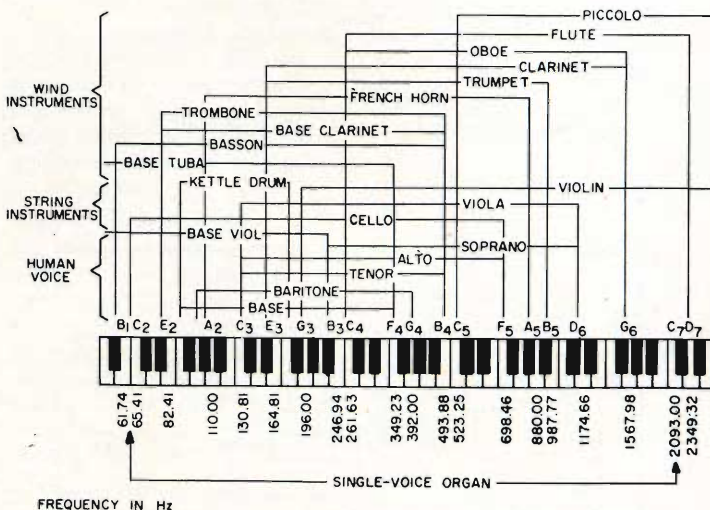



Fig. 8 - Gamma di frequenza dell'organo elettronico.

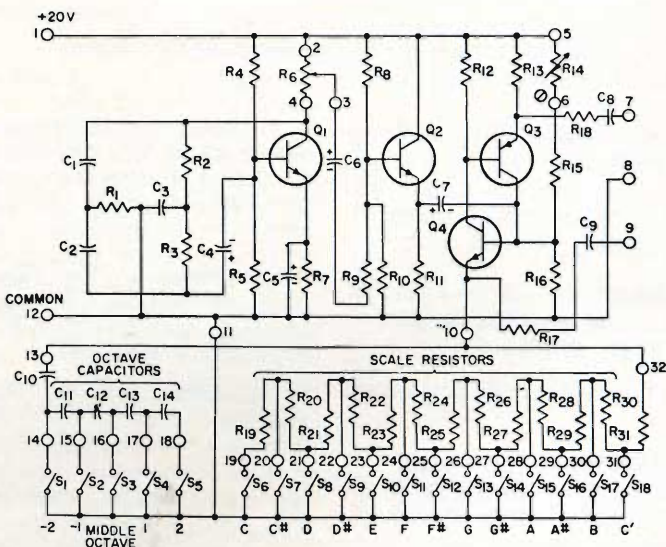



Fig. 9 - Schema elettrico del generatore di toni per organo elettronico.

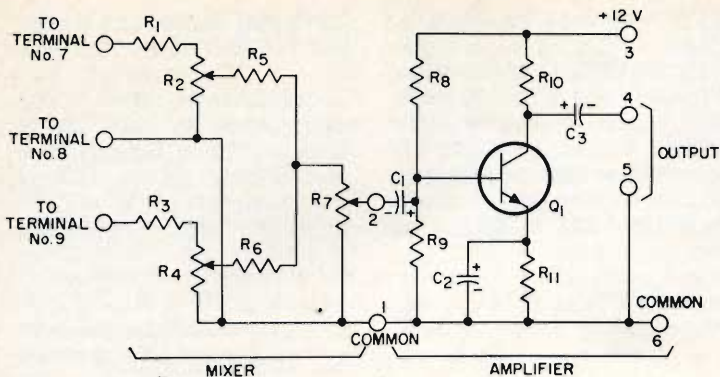



Fig. 10 - Schema elettrico del mixer amplificatore.

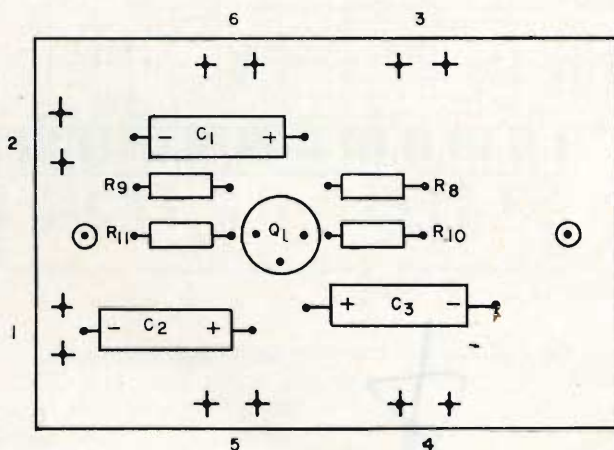



Fig. 11 - Disposizione dei componenti l'amplificatore.

schemi di radiomicrofoni; fra di essi possiamo citare il RADIOMICROFONO FM da 91,5-103,5, la cui descrizione è apparsa sul n. 3 dell'anno 1966 e quella più recente di un MICROTRASMETTITORE FM UK 105 il quale è disponibile sotto forma di kit, in confezione self service, nei punti di vendita della G.B.C. Un altro interessante microtrasmettitore FM, ma adatto per la frequenza di 36,4 MHz, è stato descritto nel n. 2 del 1967.

Tenga pure presente che presso le sedi della G.B.C. potrà trovare, già montato, un semplicissimo telemicrofono adatto a funzionare sulla gamma di frequenza di 96-104 MHz, in unione perciò ad un normale ricevitore per FM, completo di microfono magnetico e con presa per microfono esterno.

Infine il modello QQ/0188-00, sempre della G.B.C., censente di captare la voce ed i suoni fino a 20 metri e di trasmetterli ad una distanza, dal microfono stesso, di 150/300 metri, funzionante sempre sulla gamma FM.

C9 = 0,1 μF, 25 V; C12 = 0,25 μF, 25 V; C13 = 0,12 μF con in parallelo 0,005 μF, 25 V; C14 = 0,056 μF con in parallelo 0,0068 μF, 25 V.

Transistor: Q1 = Q2 = Q4 = RCA SK3020; Q3 = RCA SK3005.

Componenti dell'amplificatore:

Resistenze: R1 = R5 = R6 = R9 = 100.000 Ω 1/2 W 10%; R2 = 5.000 Ω potenziometro lineare; R3 = 2,2 MΩ 1/2 W 10%; R4 = 250.000 Ω potenziometro lineare; R7 = 10.000 Ω potenziometro lineare; R8 = 330.000 Ω 1/2 W 10%; R10 = 12.000 Ω 1/2 W 10%; R11 = 3.300 Ω 1/2 W 10%.

Condensatori: C1 = 15 μF, 10 V elettrolitico; C2 = 100 μF, 6 V, elettrolitico; C3 = 50 μF, 15 V, elettrolitico.

Transistor: Q1 = RCA SK3020.

Sig. SEMERINI V. - Genova

Radiomicrofono

Su SELEZIONE RADIO TV abbiamo pubblicato diversi

Sig. SOMMA B. - Tempio P.

Registrazione magnetica del segnale video

Nei registratori magnetici di tipo professionale il segnale video è registrato sotto forma di un segnale a radiofrequenza modulato in frequenza dal segnale video stesso. Il segnale in questione viene registrato su un nastro, avente la larghezza di 50 centimetri (cioè due pollici), mediante quattro testine identiche, che sono montate all'estremità di due diametri

ortogonali di un tamburo rotante. Dette testine esplorano il nastro trasversalmente al suo moto di trascinamento e devono percorrere 40 tracce per registrare un quadro televisivo completo.

Longitudinalmente al bordo del nastro vengono registrati, tramite due testine fisse, due segnali audio, quello del programma e quello di una pista audio ausiliaria di servizio, ed un segnale di controllo che, come avviene nella perforazione dei filmati convenzionali, è utilizzato affinchè durante la riproduzione le testine video, ripercorrano le tracce effettuate durante la registrazione (per maggiori delucidazioni può consultare l'articolo del Zaccarian « Registrazione magnetica video », Elettronica n. 4/1961, pag. 162).

Registratori magnetici, dei segnali video, più economici sono stati messi in commercio recentemente da alcune case giapponesi quali la SONY corp., la IKEGAMI TS., la MATSUSHITA ELECTRIC IND. CO. ed altre.

Da quanto abbiamo detto sopra potrà dedurre che la trasformazione del suo registratore di segnali audio in un registratore di segnali video è cosa impossibile.

Sig. TORCELLINI F. - Pesaro
Riscaldamento a raggi infrarossi

L'argomento che Lei ci sottopone non è di nostra competenza riguardando delle applicazioni nel campo tecnico - industriale. Comunque precisiamo quanto segue:

I raggi infrarossi sono delle radiazioni invisibili, di natura elettromagnetica, che confinano con la gamma delle radiazioni visibili; cioè le radiazioni luminose. La loro lunghezza d'onda, che supera quella dei raggi luminosi, ha per limite inferiore 1 micron e per limite superiore 300 micron.

I raggi infrarossi sono essenzialmente delle radiazioni termiche, chiamate anche calore raggiante, e sono perciò usate vantaggiosamente per alcune applicazioni pratiche di riscaldamento.

L'impiego dei radiatori a raggi infrarossi in genere è da preferire ad altri sistemi, compresi quelli a resistenze al nichel-cromo, perchè la energia raggiante penetra direttamente sui corpi che devono essere essiccati asciugandone in modo omogeneo gli spessori.

Le applicazioni più comuni del riscaldamento a raggi infrarossi, sono le seguenti: essiccazioni di vernici, comprese quelle a fuoco, applicate ad autovetture, resine sintetiche, ceramiche, prodotti chimici e farmaceutici, paste alimentari, pellami, generi alimentari ed ortofrutticoli.

Nell'usare detti apparecchi si dovrà aver cura che la distanza reciproca dei centri radianti e la loro altezza, rispetto alla superficie da essiccare, siano fissate esattamente in modo da ottenere un flusso che sia irradiato uniformemente.

Per completare l'argomento richiesto, le facciamo notare che, ad esempio, in una galleria di essiccamento di verniciatura su carrozzerie di auto, avente la lunghezza di 550 cm, l'altezza di 260 cm ed una larghezza di 300 cm, sono stati impiegati 210 radiatori Philips da 250 W ciascuno. La distanza dei radiatori dalla superficie da essiccare era di 35 cm. Il tempo di essiccamento si aggirava sui 10 minuti.

Per informazioni più precise, sui riscaldatori a raggi infrarossi, le consigliamo di rivolgersi alla società PHILIPS, Piazza IV Novembre 3, Milano al reparto lampade raggi infrarossi.

SELEZIONE RADIO - TV di tecnica

EDITORE:
J.C.E.

DIRETTORE RESPONSABILE:
ANTONIO MARIZZOLI

Direzione, Redazione,
Ufficio Pubblicità:
V.le Matteotti, 66
20092 - Cinisello Balsamo - Milano
Tel. n. 9281801

Amministrazione:
Via Vincenzo Monti, 15
20123 - Milano

Selezione di Tecnica Radio TV
N. 5 Maggio 1969
Rivista mensile
edita per la divulgazione
dell'elettronica,
della radio e della televisione

Autorizz. alla Pubbl.
Trib. di Milano n. 4261
dell'1-3-1957
Sped. in abb. postale gr. III/70
Stampa: S.Ti.E.M.
20097 - S. Donato Milanese

Concessionario esclusivo per la diffusione in Italia e all'Estero:
SODIP - Via Zuretti, 25
Tel. 6884251 - 20125 - Milano

Prezzo della Rivista L. 400
numero arretrato L. 800

Abbonamento annuo L. 3.950
per l'Estero L. 6.000

I versamenti vanno indirizzati a:
Selezione di Tecnica Radio-TV
Via Vincenzo Monti, 15
20123 - Milano.
C/C Postale 3/40678.

Per i cambi d'indirizzo indicare oltre naturalmente al nuovo anche l'indirizzo precedente ed allegare alla comunicazione l'importo di L. 300, anche in francobolli.

per le più severe
esigenze di impiego
la nuova serie di
condensatori elettrolitici
FACON
per temperature
di funzionamento
fino a + 70°C
e a + 85°C
Una nuova
produzione con
nuovi e moderni
impianti,
caratterizzata
da lunga durata
e da alta
stabilità di
caratteristiche
elettriche
FACON
FABBRICA CONDENSATORI ELETTRICI
VARESE
Via Appiani, 14
Telefono: 22.501

Descriviamo in questo articolo una gamma di amplificatori che possono funzionare con tensioni di alimentazione da 3 a 9 V e che possono produrre una potenza di uscita variabile da 75 mW a 650 mW. I circuiti descritti sono equipaggiati con transistor in contenitore plastico « Lock-Fit » e con transistor finali a simmetria complementare.

BASSA FREQUENZA

AMPLIFICATORI DI BASSA FREQUENZA

In fig. 1 è illustrato il circuito elettrico di base degli amplificatori. Come si può notare questo circuito è stato progettato con molta flessibilità e basso costo, come prima concezione.

Esso è particolarmente adatto per essere impiegato in ricevitori portatili, giradischi e piccoli trasmettitori oppure anche per piccoli sistemi di allarme. Per l'alimentazione è prevista una gamma di tensioni che va da 3 a 9 V; nella tabella 1 sono riportati i diversi valori delle resistenze adatte a questi cambiamenti.

TABELLA 1 - Valori delle resistenze per diversi valori della tensione di alimentazione

R / $+V_{cc}$	R_1	R_3	R_5	R_6	R_7	R_8
3 V	1,5 MΩ	820	39	—	—	220
4,5 V	2,2 MΩ	470	39	—	—	330
6 V	2,7 MΩ	270	27	—	—	330
9 V	3,3 MΩ	180	22	1	1	470

N.B. In tutti i circuiti R_2 è uguale a 8,2 MΩ e R_4 a 1,5 kΩ.

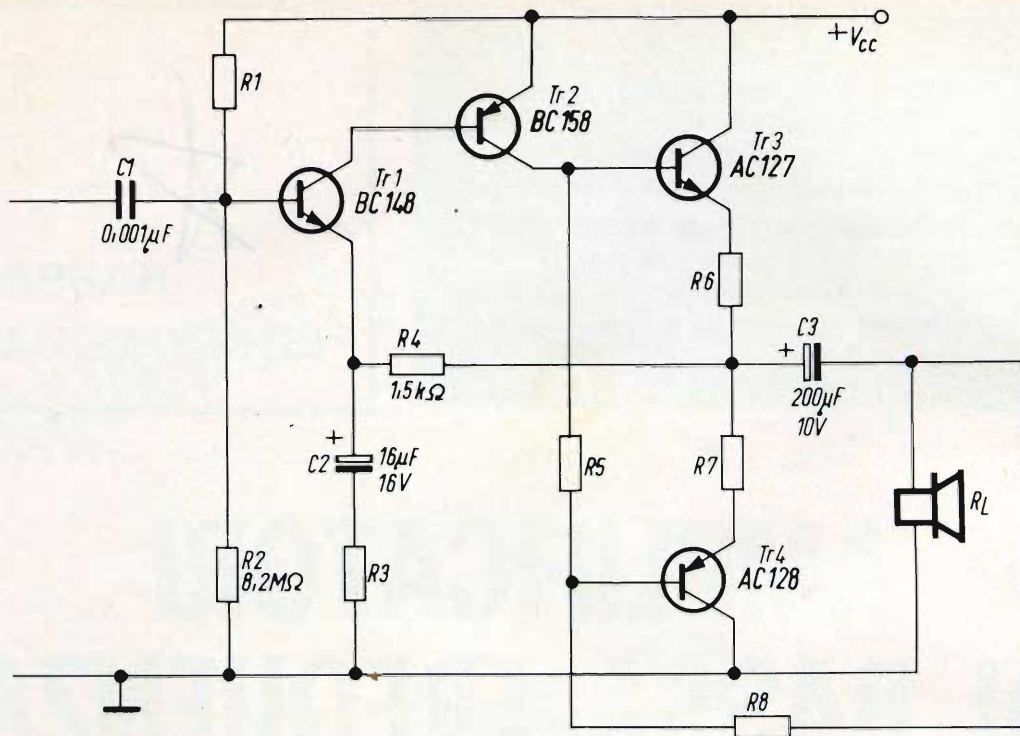



Fig. 1 - Circuito elettrico di base dell'amplificatore.

Componenti

Tr_1 = BC148 - NPN - Lock-Fit

Tr_2 = BC158 - NPN - Lock-Fit

Tr_3 - Tr_4 = AC127/128 *
Coppia complementare di transistor al germanio

R_1 - R_2 = resistenze da 1/2 W - 10%

Tutte le altre resistenze sono da 1/4 W - 5%

C_1 = 0,001 µF ceramico

C_2 = 16 µF, 16 V elettrolitico

C_3 = 200 µF, 10 V elettrolitico

* Per questi transistor sono richieste alette di raffreddamento tipo 56200 per potenze di uscita di 450 mW o maggiori.

Per potenze di uscita di 650 mW o più queste alette devono essere montate su una piastrina di alluminio di almeno 10 cm².

Gli amplificatori sono stati progettati per essere impiegati con la gamma standard delle impedenze degli altoparlanti. Tranne che per il circuito alimentato a 9 V le resistenze di emettitore R_6 e R_7 sono state eliminate, così facendo si è aumentata l'efficienza del circuito senza danneggiare la stabilità delle caratteristiche.

Sensibilità

La sensibilità d'ingresso per tutti i circuiti è circa la stessa, vale a dire si aggira dai 280 ai 320 mV efficaci, per produrre la potenza d'uscita richiesta. Con questa sensibilità, l'amplificatore può essere pilotato con il segnale d'uscita di uno stadio rivelatore a transistor, da un fonorivelatore a cristallo o da un microfono a cristallo.

La sensibilità può essere aumentata riducendo il valore della resistenza R_3; naturalmente questo aumenterà la distorsione e ridurrà l'impedenza d'ingresso.

Impedenza d'ingresso

L'impedenza d'ingresso non è mai minore di 0,85 MΩ e per la maggior parte dei

circuiti è di 1 MΩ e anche più. In questo caso il condensatore di accoppiamento di ingresso deve avere un valore da 0,001 μF a 0,003 μF, a seconda della frequenza richiesta.

Potenza d'uscita

La potenza d'uscita con una distorsione di circa l'1% va da circa 75 mW con alimentazione di 3 V e un circuito di carico di 3,5 Ω, a 650 mW con alimentazione a 9 V e con circuito di carico di 8 Ω.

Nella tabella 2 sono riportate varie potenze d'uscita per diverse tensioni d'alimentazione e impedenze degli altoparlanti. I numeri tra parentesi indicano i valori delle potenze misurati con una distorsione del 10%.

Risposta di frequenza

Con un condensatore C_1 = 0,0001 μF, C_2 = 16 μF e C_3 = 200 μF, la frequenza inferiore a — 3 dB è minore di 200 Hz ad eccezione del circuito alimentato a 3 V dove

TABELLA 2 - Massima potenza d'uscita in mW per diverse tensioni di alimentazione e diverse impedenze dell'altoparlante

R_L / $+V_{cc}$	3,5 Ω	5 Ω	8 Ω	15 Ω	33 Ω	47 Ω
3 V	75 (120)	—	—	—	—	—
4,5 V	—	220 (320)	180 (240)	110 (140)	—	—
6 V	—	—	330 (440)	200 (270)	120 (160)	—
9 V	—	—	* 650 (900)	* 450 (580)	280 (350)	170 (220)

* Con aletta di raffreddamento.

TABELLA 3 - Assorbimento di corrente in mA alla massima potenza d'uscita per diverse tensioni di alimentazione e diverse impedenze degli altoparlanti

R_L / $+V_{cc}$	3,5 Ω	5 Ω	8 Ω	15 Ω	33 Ω	47 Ω
3 V	75	—	—	—	—	—
4,5 V	—	90	73	45	—	—
6 V	—	—	100	58	37	—
9 V	—	—	145	88	47	30

la frequenza è di 270 Hz. Questa frequenza può essere diminuita aumentando di molto il valore di C_1 e di C_3. La frequenza superiore a — 3 dB è maggiore di 30 kHz.

Distorsione

Gli amplificatori hanno una distorsione molto bassa, a causa dell'elevato tasso di reazione negativa incorporato. Il valore della distorsione è dello 0,1% o dello 0,2% con un valore pari alla metà della potenza d'uscita richiesta.

La distorsione di crossover viene ridotta a un livello trascurabile inviando una piccola corrente di riposo nei transistor finali (circa 1 mA).

Corrente di assorbimento

Nella tabella 3 sono riportati i valori della corrente di assorbimento con pieno pilotaggio per diverse impedenze degli altoparlanti e anche con diverse combinazioni delle tensioni di alimentazione.

La corrente di assorbimento totale dell'amplificatore in assenza di segnale va da 5 a 12 mA a seconda del circuito in esame.

Questa gamma di amplificatori mette in grado i costruttori di selezionare per i loro particolari problemi diversi circuiti a seconda della potenza d'uscita richiesta e della tensione di alimentazione.

(Da « Miniwatt » digest)

OSCILLATORI BLOCCATI

L'ANGOLO DEL TECNICO TV

Riportiamo in questo articolo una descrizione dei circuiti oscillatori bloccati utilizzati in televisione, riportando anche diversi circuiti di principio per facilitare la comprensione del funzionamento di questi oscillatori.

Gli oscillatori bloccati impiegati come generatori di tensione a dente di sega vengono usati in molti televisori a valvole o a transistor, destinati alla ricezione delle trasmissioni in bianco e nero o a colori.

Si può affermare che oggi almeno il 90% dei televisori attuali a valvole sono equipaggiati sia di due oscillatori bloccati sia di due multivibratori. Il funzionamento di un oscillatore bloccato è molto complicato e non può essere spiegato in modo chiaro senza richiamarsi a qualche formula.

Per il momento ci si accontenterà di sapere che si tratta di un oscillatore a valvole, generalmente un triodo, che viene regolato su una frequenza f_o molto diversa dalla frequenza del dente di sega, f, che si vuole ottenere. Si avrà allora $f_1 \ll f_o$. La oscillazione alla frequenza f_o è interrotta periodicamente a una frequenza che è giustamente f_1. Le interruzioni si ottengono dando agli elementi dell'oscillatore dei valori particolari che li rendono instabili.

Oscillatori bloccati a valvole

In pratica si utilizzano dei triodi o dei pentodi collegati a triodo. Il circuito della base dei tempi può essere formato sia da uno che da due triodi, ma attualmente è raro trovare più di una valvola in un oscillatore bloccato, vale a dire il generatore di tensione a dente di sega.

Ci si serve spesso di una valvola a funzione multipla, in cui un elemento serve come oscillatore bloccato e l'altro si usa in un altro circuito.

I pentodi vengono così usati nel modo seguente: l'oscillazione si ottiene fra la griglia 1 e la griglia 2 mentre la placca diventa l'elettrodo di uscita del segnale prodotto. La griglia n. 3 viene collegata al catodo.

In fig. 1 è riportato lo schema teorico di un oscillatore bloccato. Su questo schema si riconoscono tutti gli elementi di un oscillatore classico, mentre R_g e R_p hanno dei valori più alti dell'ordine del megaohm. Per questo fatto le oscillazioni vengono interrotte periodicamente alla frequenza f_1.

In fig. 2 sono riportate le curve di variazione delle tensioni E_{eg}, E_g e della corrente I_p in funzione dei tempi. Il periodo $T_1 = 1/f_1$ si divide in tre parti $t_2 - t_1$, $t_3 - t_2$ e $t_4 - t_3$.

La tensione E_{eg} è caratterizzata da un picco di tensione improvviso nell'istante t_1 e una discesa brusca di ampiezza doppia del tempo t_2. La tensione E_{eg} resta pressappoco costante fra t_3 e t_4 e nell'istante t_4 il fenomeno incomincia come nel tempo t_1.

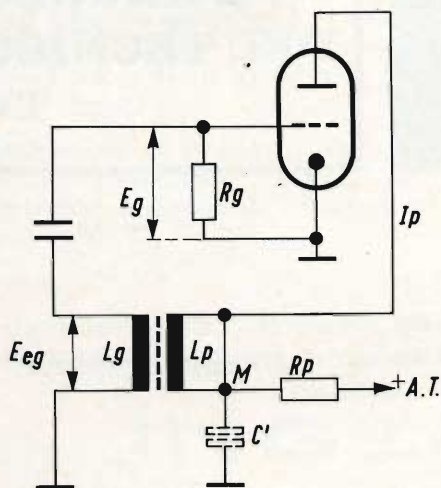



Fig. 1 - Schema teorico di un oscillatore bloccato.

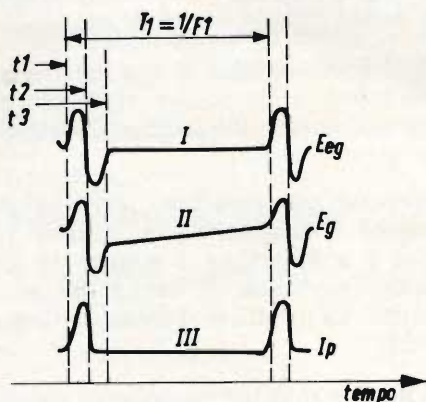



Fig. 2 - Variazione delle tensioni E_{eg}, E_g e della corrente I_p in funzione del tempo.

La tensione E_g ha un andamento analogo ma la parte compresa fra i tempi t_4 e t_3 è in salita.

La corrente I_p è caratterizzata da picchi negli istanti t_2 e t_4 e da un valore costante fra t_2 e t_4.

La tensione ai capi di R_p ha la stessa forma della corrente I_p che la attraversava ma gli impulsi sono di senso opposto. Mettendo fra il punto M e la massa il condensatore C, la tensione ai suoi capi prende la forma di un dente di sega imperfetto ad andamento esponenziale.

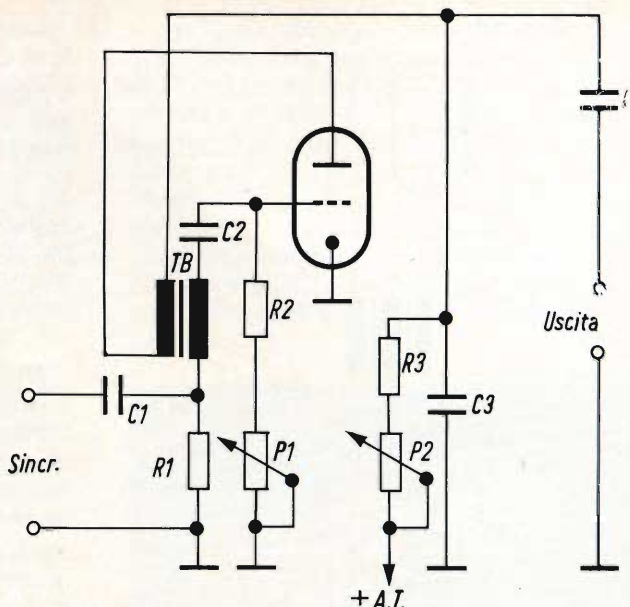
In fig. 2 è stato riportato il circuito pratico; rispetto alla fig. 1 questo ha le particolarità seguenti: la resistenza R_g è sostituita dalle resistenze $R_2 + P_1$ di modo che si possa modificare il valore della resistenza inserita nel circuito di griglia. Questa regolazione agisce sulla frequenza. La resistenza R_p è sostituita da $R_3 + P_2$ la variazione di P_2 agisce sull'ampiezza. Il valore di C_3 dipende dalla gamma delle frequenze da ottenere; esso ha un valore elevato per delle frequenze basse mentre avrà un valore basso per delle frequenze elevate.

La sincronizzazione è applicabile al circuito di griglia e in questo caso esso deve comportare degli impulsi positivi. Si può così applicare la sincronizzazione al circuito di placca e in questo caso si dovrà disporre di impulsi negativi come per il multivibratore.

Vediamo ora come si ottiene il dente di sega. Durante l'intervallo $t_4 - t_3$ la corrente di placca è nulla e la gliglia molto negativa. La valvola è bloccata e C_3 si carica attraverso $R_3 + P_2$; questo è il periodo di andata T_3.

Nell'istante T_4 (oppure T_1 del periodo precedente), la placca diventa bruscamente positiva, la valvola è sbloccata e diventa conduttrice fino a zero e inizia di nuovo la carica. La scarica (ritorno) corrisponde all'intervallo $t_5 - t_4$ o $t_2 - t_1$. Si può dire che la valvola non oscilla che durante la durata di T_r del ritorno.

Siccome l'oscillazione si effettua durante il ritorno $T_r = t_3 - t_2$ si ottiene una forma circa uguale a quella di una semisinusoide, il periodo di questa sinusoide è 2 T_r e si può dire che la frequenza di oscillazione del ritorno è $f = 1/2\ T_r$ dunque molto più elevata di quella del dente di sega.

Fig. 3 - Circuito pratico di un oscillatore bloccato.

Circuito pratico

Nelle figg. 4 e 5 sono riportati due circuiti pratici di oscillatori bloccati. Si deve notare che la sincronizzazione invece di essere applicata attraverso un condensatore come C_1 di fig. 3, viene applicata a un terzo avvolgimento del trasformatore oscillatore che la trasmette per induzione magnetica nell'avvolgimento di griglia.

Grazie a questo avvolgimento terziario, si possono usare sia dei segnali positivi che dei segnali negativi perchè è possibile di invertire i sensi di collegamento del terziario.

Il circuito riportato in fig. 4 è particolarmente indicato per una base dei tempi di quadro.

La frequenza si regola per mezzo del potenziometro P_1. L'ampiezza si regola in maniera diversa da quella indicata in precedenza. In effetti l'oscillatore bloccato fornisce ai capi del condensatore C_2 una tensione a dente di sega di ampiezza costante perchè R_1 è fissa. Questa tensione è trasmessa da C_3 a P_2 e questo agisce come un partitore di tensione e si può ottenere il valore voluto fra il cursore e la massa.

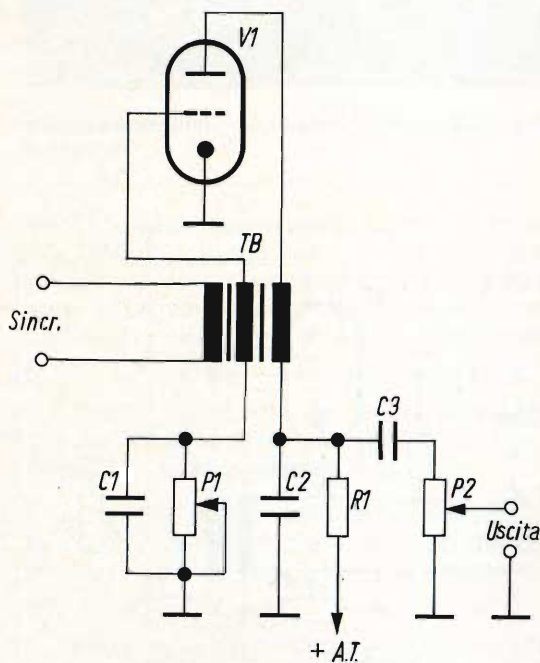



Fig. 4 - Circuito pratico di un oscillatore bloccato.

Componenti

R_1 = 500 kΩ
P_1 = 1 MΩ a grafite - Variazione lineare della resistenza
C_1 = 0,1 μF
C_2 = 0,25 μF
C_3 = 0,5 μF

Fig. 5 - Circuito pratico di un oscillatore bloccato.

Questo dispositivo è stato adottato al fine di assicurare una buona linearità.

Nel caso delle righe (fig. 5), si ristabilisce lo schema classico della regolazione dell'ampiezza. Esso è analogo a quello di fig. 2.

In ciascuna base dei tempi, si deve usare un trasformatore bloccato particolarmente adatto per la frequenza f_r da ottenere, ma nel caso delle righe un solo avvolgimento è adatto per tutti gli standard.

Nello schema di fig. 6 è rappresentato un altro circuito di oscillatore bloccato utilizzante un triodo-pentodo ECL80. Questo circuito è adatto per tutti gli standard. Il triodo serve da separatore dei sincronismi mentre il pentodo funziona da oscillatore.

Componenti

P_1 = 1 MΩ - regolazione della frequenza

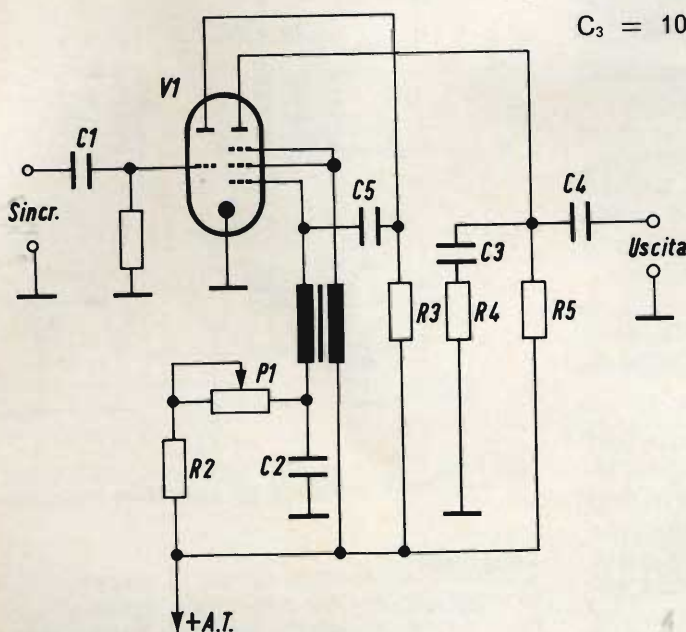
P_2 = 1 MΩ - regolazione dell'ampiezza

R_1 = 1 MΩ

C_1 = 500 - 1000 pF (secondo la frequenza f. da ottenere)

C_2 = 300 - 700 pF (secondo F_l)

C_3 = 10.000 pF

Fig. 6 - Circuito di un oscillatore bloccato impiegante un triodo pentodo ECL 80.

Componenti

P_1 = 250 kΩ lineare, potenziometro per ottenere la frequenza desiderata

C_1 = 20 pF

C_2 = 820 pF

C_3 = 1500 pF

C_4 = 1500 pF

C_5 = 200 pF

R_1 = 15 kΩ

R_2 = 400 kΩ

R_3 = 30 kΩ

R_4 = 10-30 kΩ

R_5 = 50 kΩ

In questo circuito, l'oscillazione viene generata fra la griglia 1 e la griglia 2 mentre la placca serve da elettrodo di uscita. La griglia 3 è collegata alla griglia 2. Nell'altro circuito, la griglia 3 è collegata al catodo come abbiamo detto. Si deve notare che in questo circuito, il ritorno del circuito della griglia 1 del pentodo è collegata all'alta tensione positiva e non alla massa. La sola regolazione è effettuata da P_1 che permette di ottenere la frequenza voluta.

Questo oscillatore è adatto per la frequenza da 10.125 a 20.475 Hz.

Per televisori multistandard è sufficiente disporre, insieme al potenziometro P_1, un condensatore che introdurrà nel circuito la resistenza che permette la regolazione su ciascuna frequenza corrispondente allo standard considerato.

Tutti i circuiti di oscillatore bloccato a valvole descritti sono adatti sia per televisori in bianco e nero che per televisori a colori.

Naturalmente i circuiti equipaggiati a transistori sono analoghi a quelli a valvole.

Valvole di scarica

Quando la tensione fornita dal generatore di rilascio non è più a forma di dente di sega, è possibile, se questa tensione possiede una forma particolare, di trasformarla in tensione a dente di sega usando una valvola a scarica.

La tensione periodica fornita a questa valvola deve evidentemente avere la stessa frequenza di quella della base dei tempi da ottenere. La forma della tensione periodica deve essere a « punte », vale a dire che avrà una sovratensione sensibile, positiva o negativa, durante una porzione del periodo di valore inferiore a un decimo circa della sua durata.

Delle tensioni che corrispondono a queste condizioni sono le tensioni sinusoidali e le tensioni rettangolari a impulsi la cui forma è indicata in fig. 7: su questa figura, T è il periodo (dunque la frequenza è 1/T) e t è la durata del picco.

Un generatore di tensione a dente di sega basato su questo principio è formato da due parti essenziali: la sorgente di tensione a picchi e la valvola di scarica. Inoltre si trovano dei dispositivi di sincronizzazione particolari. Come sorgente di tensione, si possono usare dei multivibratori, degli oscillatori bloccati, degli oscillatori sinusoidali come quelli usati in RF e in BF e infine i segnali di sincronizzazione stessi convenientemente amplificati e

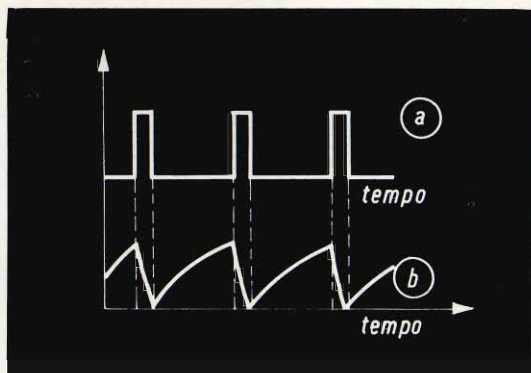



Fig. 7 - Forma d'onda della tensione rettangolare a impulsi.

filtrati da tutte le altre tensioni accessorie. In quest'ultimo caso, non è necessaria alcuna sincronizzazione poichè questi sono i segnali anche di sincronizzazione che sono usati al posto del trasformatore a dente di sega.

Circuiti della base dei tempi di questo genere possono essere realizzati sia per i circuiti di quadro che di riga.

In fig. 8 è stato riportato lo schema di montaggio della valvola di scarica che nel nostro caso è un triodo ma può essere anche un pentodo.

All'ingresso del circuito di griglia viene applicata la tensione a picchi. Supponiamo che a riposo la griglia sia molto negativa rispetto al catodo di modo che tutta la corrente di placca venga annullata. In queste condizioni, si dice che la valvola è bloccata, nessuna corrente attraversa lo spazio placca catodo.

Ne risulta che l'insieme R_2 C_2 si comporta come se la valvola non esistesse più. Il condensatore si carica in questo

caso attraverso la resistenza R_2 secondo una legge esponenziale, esattamente come nel caso di un thyratron.

Applichiamo ora la tensione a impulsi positivi alla griglia della valvola. Durante i periodi parziali t_o (fig. 7) questa non ha alcuna influenza sulla valvola, questa resta bloccata e C_2 si carica. Al contrario, poichè l'impulso di durata t appare, la griglia della valvola diventa molto meno negativa e anche positiva. In queste condizioni la valvola si sblocca; la resistenza interna diventa molto bassa (in precedenza era infinita). Il suo valore era molto piccolo rispetto a quello di R_2. Ne risulta

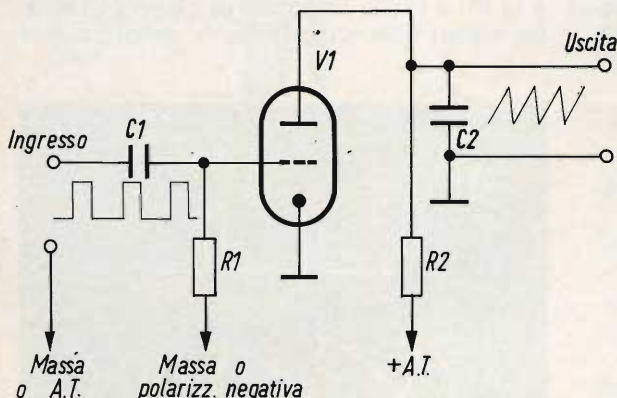



Fig. 8 - Schema di montaggio della valvola di scarica.

che C_2 si scarica verso massa attraverso alla bassa resistenza costituita dallo spazio placca-catodo.

Si vede che in questo dispositivo il periodo totale T della tensione applicata all'ingresso si divide in due parti per la tensione di uscita dello stesso periodo: il periodo parziale t_o che corrisponde al carico di C_2 e il periodo parziale t corrisponde alla scarica dello stesso condensatore.

La vera forma della tensione di uscita è quella indicata in fig. 9 che mostra in A l'impulso all'ingresso e in B la forma della tensione di uscita che si avvicina a quella di un dente di sega, a condizione che t sia molto più piccolo di t_o e che i tempi t_o corrispondano all'inizio della carica di C_2, di modo che la parte montante possa essere praticamente paragonata a una retta.

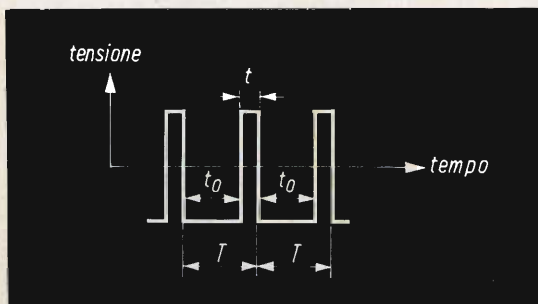
Fig. 9 - Forma d'onda della tensione di uscita.

Circuito pratico con una valvola a scarica

In fig. 10 riportiamo un esempio di generatore di tensione a dente di sega realizzato con una valvola di scarica che riceve sulla griglia dei segnali di sincronizzazione di riga. Questo circuito non è più utilizzato attualmente ma resta sempre interessante e non deve essere ignorato.

In fig. 10 è riportato lo schema di una valvola che fornisce i segnali di sincronismo di riga e della valvola di scarica V_2. Il trasformatore T_1 permette di ottenere sul secondario degli impulsi positivi di riga. Normalmente la valvola V_2 è bloccata, essa non si sblocca che durante le durate dei segnali di riga. Secondo il processo indicato in precedenza, una tensione di forma esponenziale si avvicina a quella di un dente di sega che appare ai capi di C_4. Essa viene trasmessa attraverso il condensatore C_5 all'ingresso della valvola amplificatrice seguente.

Si deve notare che se V_1 interessa il catodo del cinescopio i segnali di sincro-

nismo di riga sono a impulsi positivi, in cui T_1 sarà collegato in modo che i segnali sul primario e quelli sul secondario varino nello stesso senso.

Evidentemente si può eliminare il trasformatore collegando il condensatore C_1 alla griglia della valvola V_2 al posto di C_2. Se la valvola V_2 è collegata alla griglia di Wehnelt, T_1 deve invertire il segnale, in questo caso esso può venire eliminato ma deve essere sostituito da una valvola invertitrice; naturalmente questa soluzione è da preferire.

L'alta tensione sarà più alta possibile, per esempio di 400 V o più, presa sulla linea dell'alta tensione recuperata.

Per l'immagine si può utilizzare la rete con la quale viene sincronizzato il trasmettitore.

In fig. 11 è riportato il circuito della base dei tempi di quadro, T_2 rappresenta

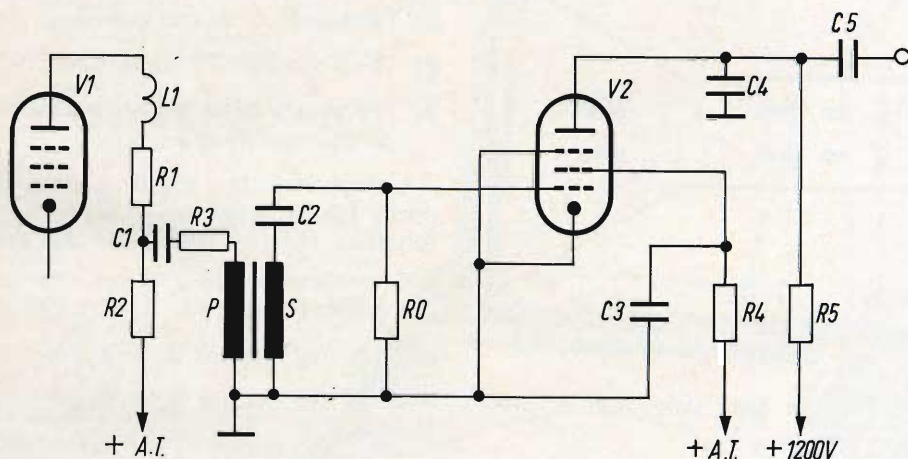



Fig. 10 - Circuito del generatore di tensione a dente di sega.

Componenti

C_1 = 0,2 μF
R_3 = 2 kΩ
T_1 = 2 avvolgimenti da 300 spire di filo di rame smaltato da 0,2 mm, supporto di bobina di filtro da 2 cm² di sezione

C_2 = 50 pF
R_0 = 10 MΩ
R_4 = 200 kΩ
R_5 = 1 MΩ
C_3 - C_4 - C_5 = 20 kpF
R_1 - R_2 - L_1 = simili a quelli del montaggio di video frequenza

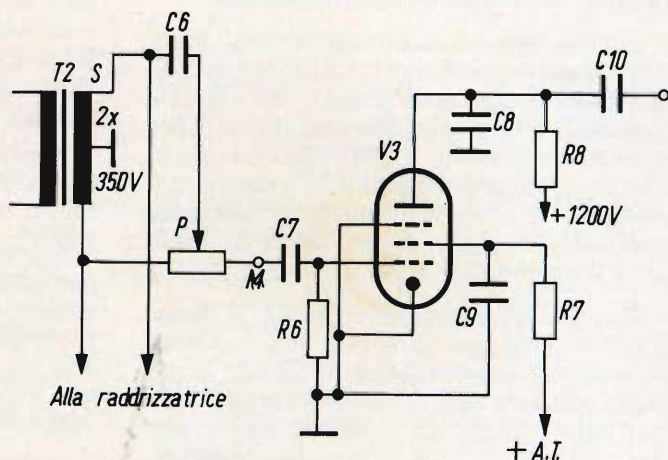



Fig. 11 - Circuito della base dei tempi di quadro.

una parte del trasformatore di alimentazione; S è il secondario di alta tensione 2 x 350 V che normalmente è collegato alle placche della valvola raddrizzatrice. Alla stessa estremità di questo secondario si dispone il sistema sfasatore regolabile P-C_6 di modo che la tensione a 50 Hz sinusoidale esistente fra M e la massa abbia la fase conveniente. Alla valvola di carica e di scarica V_3 vengono applicati solo i picchi di questa tensione sinusoidale di modo che si sblocca ogni cinquantesimo di secondo. Si ottiene così la carica di C_8 nello spazio catodo-placca. La tensione a dente di sega, ai capi di C_8 viene trasmessa da C_{10} alla valvola finale. Se l'immagine è irregolare, si regola la fase con P.

Fig. 12 - Disposizione degli elettrodi di un cinescopio.

Tensioni di deviazione elettrostatica

Queste tensioni si ottengono negli stadi finali degli amplificatori. Consideriamo E_x la tensione che deve essere fornita alle placche X e E_y la tensione che deve essere fornita alle placche Y. Nel caso gli amplificatori siano in push-pull e le tensioni raggiungano le placche in modo simmetrico, ogni valvola finale deve fornire la metà della tensione E_x o di E_y.

Si vede immediatamente che il push-pull, non solo non complica il circuito ma al contrario lo semplifica. In effetti è più facile ottenere 400 V, con due valvole simmetriche che danno ciascuna 200 V che con una sola valvola finale che dovrà essere alimentata con una tensione dell'ordine di 650-800 V.

Ne risulta che nel caso delle valvole che necessitano di tensioni di deviazione E_x e E_y maggiori di 300 V, è necessario il circuito push-pull.

Siccome un amplificatore di deviazione è posto di solito fra la base dei tempi e la coppia di placche di deviazione, le sue caratteristiche dipendono da tre grandezze:

1) Tensione di deviazione

2) Tensione fornita dalla base dei tempi

3) Frequenza della tensione a dente di sega da amplificare.

L'amplificazione totale è data dal rapporto fra la tensione di deviazione e la tensione fornita dalla base dei tempi.

Consideriamo e_x e e_y questa tensione, l'amplificazione sarà:

$A_x = E_x / e_0$ oppure $A_y = E_y / e_1$

$A_0 = E_x / e_x$ oppure $A_1 = E_y / e_y$

Conviene quindi di prevedere dei valori leggermente superiori per A_x e A_y, per esempio dell'ordine del 10-20%, di modo che siano possibili delle regolazioni d'ampiezza.

La regolazione dell'ampiezza potrà essere disposta sia all'ingresso dell'amplificatore, sia nel circuito del generatore. Una regolazione simile esiste in quasi tutti i circuiti di base dei tempi.

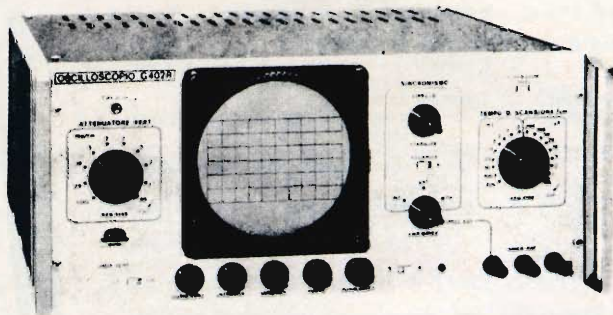
Conosciamo il valore dell'amplificazione A_x e A_y e quello delle tensioni d'ingresso e di uscita, si possono scegliere le valvole più convenienti e determinare il numero di stadi tenendo conto della banda di frequenza da amplificare.

Nel caso della base dei tempi di quadro, l'amplificatore deve essere lineare a 3 dB fino a 1000 Hz.

Gli amplificatori sono del tipo a collegamento a resistenza-capacità e possono essere forniti, con vantaggio, dei dispositivi di correzione alle frequenze elevate e alle frequenze basse, in tutti i punti analoghi a quelli adottati negli amplificatori a video frequenza.

(Da « Le Haut-Parleur » 1093)

GLI STRUMENTI NUOVI...
PER LA NUOVA TV A COLORI

OSCILLOSCOPIO 5" "TRIGGERED"
G 402 R

AMPLIFICATORE VERTICALE

Sensibilità: 50 mVpp/cm.

Risposta di frequenza: della cc a 10 MHz (3 dB a 7 MHz).

Attenuatore: tarato in mVpp/cm regolazione continua ed a scatti (9 posizioni).

Calibratore: consente di tarare l'amplificatore verticale direttamente in Vpp/cm tramite un generatore interno ad onda rettangolare con un'ampiezza di 1 Vpp ± 2%.

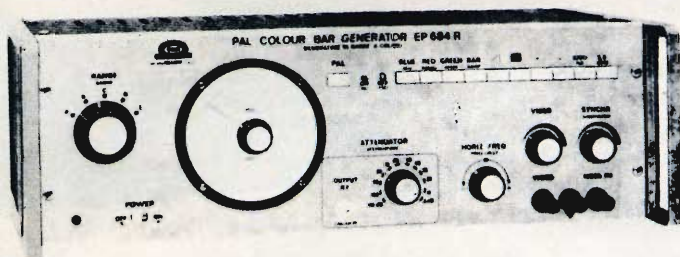
ASSE TEMPI

Tipo di funzionamento: ricorrente e comandato.

Portata: da 200 ms/cm a 0,5 μ sec/cm in 18 portate.

Sincronizzazione: interna, esterna ed alla frequenza di rete con polarità negativa e positiva e con possibilità di regolazione continua.

Tubo a RC: da 5" a schermo piatto, traccia color verde e media persistenza. Reticolo con possibilità di illuminazione.

GENERATORE DI BARRE A COLORI
EP 684 R

SEZIONE VIDEO

Segnali di colore: 6 barre verticali (giallo - ciano - verde - porpora - rosso - blu).

Reticolo: 12 linee orizzontali, 15 verticali.

Scala dei grigi: inseribile.

Frequenza sottoportante di crominanza: 4,43362 MHz (ottenuta da un oscillatore a quarzo) ± 10⁻⁵.

SEZIONE SUONO

Frequenza della portante audio: 5,5 MHz ± 0,2%.

Modulazione di frequenza: 50 KHz a 1 KHz.

Sezione RF modulata in ampiezza dal segnale video e suono.

Portanti a RF:

1	gamma	50	÷	70	MHz
2	»	70	÷	105	MHz
3	»	160	÷	230	MHz
4	»	460	÷	610	MHz
5	»	600	÷	900	MHz

U N A O H M

della START S.p.A.

STRUMENTI DI MISURA E DI CONTROLLO ELETTRONICI □ ELETTRONICA PROFESSIONALE

□ Stabilimento e Amministrazione: 20068 Peschiera Borromeo - Plasticopoli (Milano) - □ Telef.: 9150424/425/426 □

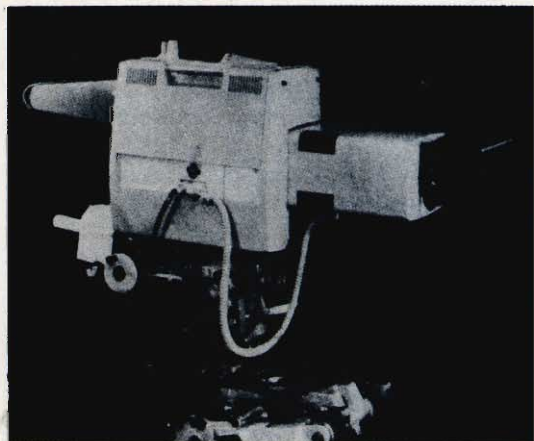
Viene descritto un preamplificatore adatto per una telecamera equipaggiata con il tubo da ripresa Plumbicon.
Per avere il più basso rumore questo preamplificatore ha all'ingresso due transistor FET collegati in parallelo.

ELETTRONICA INDUSTRIALE

PREAMPLIFICATORE PER TELECAMERA

É fuori dubbio che il Plumbicon (fig. 1) per le sue caratteristiche sarà il tubo da ripresa che sostituirà anche nelle riprese da studio, gli attuali image orthicon.

Il Plumbicon possiede tutti i vantaggi del vidicon ma non ha gli inconvenienti di quest'ultimo. Come il vidicon è di semplice funzionamento, di ingombro ridotto, di costo relativamente basso rispetto all'image orthicon. Differisce dal vidicon per avere una bassissima inerzia. Inerzia che nelle immagini in movimento significa mancanza di « trascinamento » dell'immagine, mancanza di « code » di questi oggetti in movimento.

Infine la caratteristica più spiccata del Plumbicon è la natura particolare del suo

Telecamera per televisione a colori con Plumbicon.

fotocatodo molto adatto per ripresa di immagini a colori. **Possiamo senza tema di smentita affermare che il Plumbicon sarà il tubo classico della telecamera per televisione a colori.**

Il preamplificatore per telecamera con Plumbicon che noi presentiamo possiede eccellenti caratteristiche. La principale delle quali è il basso rumore presente nei suoi circuiti d'ingresso. Ciò è ottenuto grazie all'impiego di due transistor FET collegati in parallelo.

Descrizione del circuito

La fig. 2 mostra lo schema elettrico di questo preamplificatore. In esso viene usata una controreazione che dipende dal va-

Fig. 1 - Come si presenta il Plumbicon.

lore della frequenza del segnale fornito dal Plumbicon. Siccome $C_p / C_g = 12/3 = 4$, si dovrebbero collegare in parallelo quattro transistor FET per ottenere il miglior rapporto segnale/disturbo. Prove pratiche hanno dimostrato che il terzo ed il quarto FET danno a questo rapporto un contributo così basso (meno di 0,6 dB) da non giustificare in nessun modo la loro presenza. Si deve tener presente che la capacità C_p è la capacità esistente tra l'elettrodo del **target** del Plumbicon e massa mentre C_g è la capacità dell'elettrodo **gate**.

Per eliminare l'effetto Miller, il transistor TR_3 forma con i due FET TR_1 e TR_2 collegati in parallelo un circuito « cascode ».

Il transistor TR_3 deve essere scelto con gran cura in modo da rendere minimo il suo contributo di rumore alle frequenze elevate in corrispondenza delle quali la tensione applicata al suo ingresso è molto ridotta. In genere quei transistor che in R.F. hanno una buona cifra di rumore hanno una scadente cifra di rumore per 1/f e viceversa. Siccome nel nostro caso interessa di più la prima caratteristica, per il transistor TR_3 è stato scelto il transistor planare epitassiale BF 194.

Agli effetti del rumore il comportamento di questo transistor alla frequenza di 5,5 MHz è eccellente.

I due FET vengono polarizzati con una corrente della sorgente di 8 mA. L'inclusione di un resistore nel terminale « source » produrrebbe controreazione e quindi perdita di guadagno. Per evitare ciò, si stabilizza la corrente della sorgente mediante il transistor TR_4. Quando la corrente continua della sorgente tende ad aumentare, la tensione base-emettitore e di conseguenza la corrente di collettore di TR_4 tende a diminuire. Ciò significa che avremo una più ridotta caduta di tensione ai capi del resistore di collettore R_3 e di conseguenza il potenziale del gate di TR_1 e TR_2 risulterà più basso. La corrente continua del drain viene mantenuta in questo modo molto costante.

Al condensatore elettrolitico C_4 viene posto in parallelo un piccolo condensatore ceramico (non indicato nello schema) allo scopo di impedire una controreazione in c.a. La stessa cosa vale per il condensatore elettrolitico C_6 impiegato per accoppiare il transistor TR_6 e TR_5 e per C_{12}.

Il transistor TR_7 è collegato in un circuito a collettore comune in modo da presentare una bassa impedenza di uscita. Una frazione della tensione di uscita presente ai capi di R_{22} è riportata all'ingresso dell'amplificatore. Per prima cosa questo resistore viene regolato in modo da ottenere il guadagno desiderato alle basse frequenze (per es. a 1 kHz); successiva-

mente la curva di risposta desiderata si ottiene regolando il condensatore C_8.

Prestazioni del preamplificatore

In fig. 3 è indicata la curva di risposta dell'amplificatore. La curva è piatta entro 3 dB da 40 Hz a 7 MHz. La transimpedenza dell'amplificatore ammonta a 0,67 V/ μA. Il rapporto segnale disturbo è 44 dB. L'impedenza di ingresso è determinata principalmente dal circuito di reazione e dalla capacità d'ingresso dei FET. Essa ammonta a 40 kΩ in parallelo a 7 pF. La tensione d'uscita picco-picco è di 1 V ai capi di 75 Ω. Per misurare il rumore all'uscita è neces-

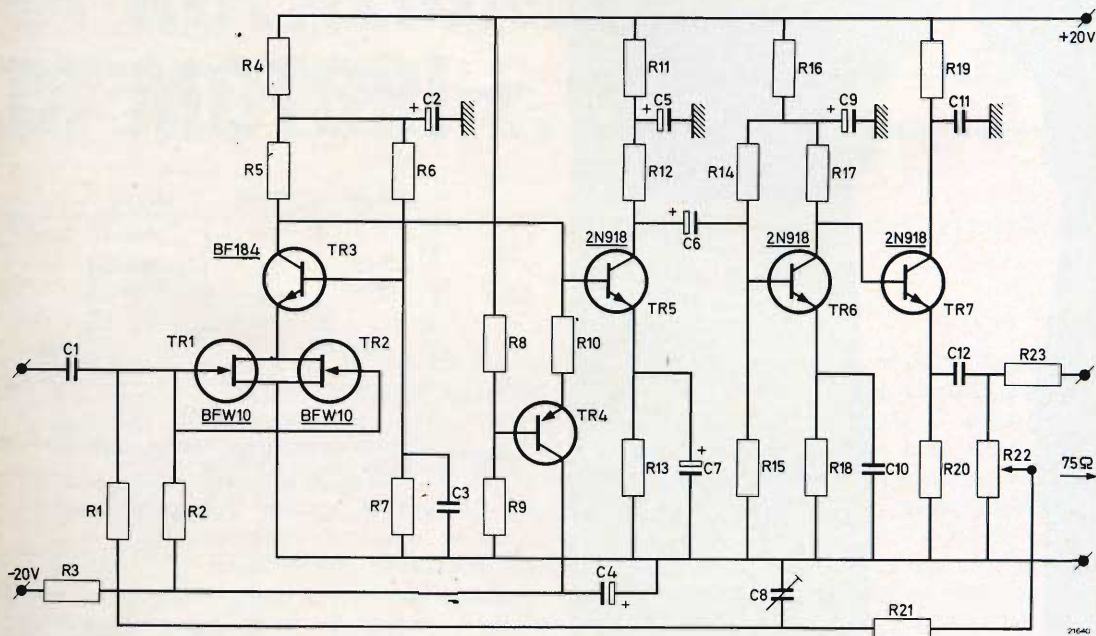



Fig. 2 - Schema elettrico del preamplificatore per telecamera

COMPONENTI DEL CIRCUITO DI FIG. 3		
Resistori		**Condensatori**
R_1 560 kΩ	R_{13} 1 kΩ	C_1 0.1 μF
R_2 0.9 MΩ	R_{14} 27 kΩ	C_2 80 μF
R_3 680 kΩ	R_{15} 3.3 kΩ	C_3 0.1 μF
R_4 270 Ω	R_{16} 100 Ω	C_4 100 μF
R_5 1.2 kΩ	R_{17} 1 kΩ	C_5 80 μF
R_6 8.2 kΩ	R_{18} 270 Ω	C_6 50 μF
R_7 3.3 kΩ	R_{19} 10 Ω	C_7 250 μF
R_8 12 kΩ	R_{20} 680 Ω	C_8 25 pF
R_9 6.8 kΩ	R_{21} 12 kΩ	C_9 80 μF
R_{10} 24 kΩ	R_{22} 10 kΩ	C_{10} 0.6 nF
R_{11} 180 Ω	R_{23} 68 Ω	C_{11} 15 nF
R_{12} 420 Ω		C_{12} 125 μF

Fig. 3 - Curva di risposta del preamplificatore (viene inserito un tubo da ripresa « fittizio »).

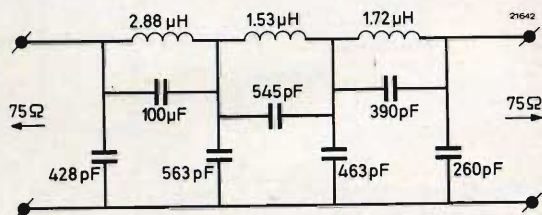



Fig. 4 - Filtro passa-basso per la soppressione delle frequenze oltre i 5,5 MHz.

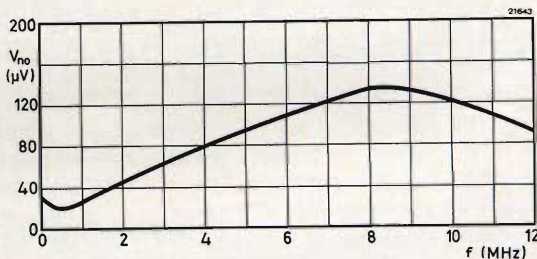



Fig. 5 - Spettro del rumore dell'amplificatore escluso il filtro passa-basso ($\Delta f = 5$ kHz).

sario che l'amplificatore sia seguito da un filtro passa-basso (fig. 4) che provvederà a sopprimere il rumore delle frequenze oltre i 5,5 MHz.

In fig. 5 è indicato lo spettro del rumore dell'amplificatore misurato senza il filtro passa-basso. Le apparecchiature di misura avevano una larghezza di banda di 5 kHz. Come risulta dal grafico, il rumore maggiore si ha alle frequenze elevate. Questo giustifica la necessità di inserire all'ingresso un transistor che abbia una accettabile cifra di rumore in corrispondenza di queste frequenze.

CONTROLLO DELLA VELOCITÀ DI ROTAZIONE DI MOTORI C.C.

ELETTRONICA INDUSTRIALE

Parte prima

a cura di L. Biancoli

In altre occasioni, ed in particolare nelle nostre recensioni di articoli apparsi su riviste straniere, ci siamo occupati dei metodi elettronici per controllare la velocità di rotazione di motori funzionanti a corrente continua. Il controllo — come è noto — viene effettuato alimentando il motore con una tensione ad impulsi anziché con una tensione continua, e variando la frequenza degli impulsi oppure la loro durata. Poiché l'argomento ha destato un certo interesse, riteniamo utile riportare da Electricité Electronique Moderne l'articolo che segue, nel quale questa moderna applicazione a carattere industriale dell'elettronica viene chiarita sia dal punto di vista teorico, sia da quello pratico. In questa prima parte ci occuperemo del principio di funzionamento, mentre in una seconda parte, di prossima pubblicazione, riporteremo un esempio pratico di realizzazione.

NOZIONI INTRODUTTIVE

Per controllare la velocità di rotazione di un motore del tipo in serie funzionante a corrente continua, a seconda del carico meccanico ad esso applicato, è necessario provvedere ad un metodo per variare l'ampiezza della tensione di alimentazione. E' infatti noto che, se un motore elettrico funzionante a corrente continua viene fatto funzionare a vuoto, vale a dire senza alcun metodo di sfruttamento dell'energia meccanica che esso sviluppa, esso può raggiungere la mas sima velocità di rotazione con una tensione minima di alimentazione: di conseguenza, per qualsiasi valore particolare della tensione di alimentazione applicata, la velocità di rotazione non dipende che dalla coppia di torsione richiesta al motore, ed è inoltre possibile raggiungere le velocità più elevate nei casi di funzionamento che corrispondono alla coppia di torsione minima.

Ad esempio, quando si utilizza un motore in serie per la trazione di veicoli, è opportuno prevedere la possibilità di con-

trollare la tensione applicata al motore stesso, allo scopo di adattarlo alle varie esigenze di coppia e di velocità. Il metodo abituale — sotto questo aspetto — consiste nel predisporre delle resistenze in serie all'avvolgimento del motore, che, inserite una alla volta o in varie combinazioni serie-parallelo — permettono appunto di ridurre la tensione applicata.

Questo metodo di comando presenta tuttavia uno scarsissimo rendimento, con

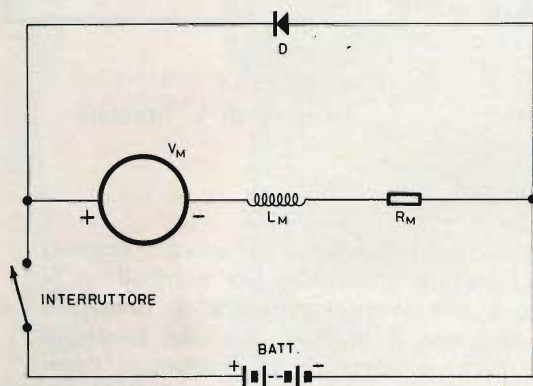



Fig. 1 - Circuito elementare di un motore a corrente continua alimentato da una batteria, e munito di un diodo in parallelo collegato in modo tale da sopprimere gli impulsi di corrente indotta. In serie al motore figurano simbolicamente la sua induttanza e la sua resistenza ohmica.

l'aggiunta di perdite per un effetto Joule assai rilevanti, soprattutto nei casi di funzionamento che corrispondono a valori assai elevati della coppia di torsione e dell'intensità della corrente.

Il principio consistente nell'alimentare il motore mediante impulsi anziché mediante una tensione continua, modulando la lunghezza dei suddetti impulsi, costituisce invece un metodo di controllo assai più efficace. Questo metodo consiste semplicemente nell'applicare al motore degli impulsi di tensione la cui frequenza di ripetizione risulti costante, ma la cui durata risulti invece variabile: questa modulazione di durata degli impulsi permette di far variare in modo proporzionale il valore medio della tensione applicata al motore (si veda al riguardo la nostra recensione a pagina 979 del numero 5/1968 della nostra Rivista).

Oltre a ciò, un diodo viene collegato in parallelo all'avvolgimento del motore, col risultato della soppressione delle correnti indotte che si producono nel motore. Infatti, le eventuali brusche variazioni di intensità della corrente determinerebbero la presenza di tensioni indotte di valore elevato, suscettibili di danneggiare il dispositivo di commutazione.

La corrente che circola internamente al diodo presenta una intensità che varia soltanto in funzione delle perdite nel motore e nello stesso diodo. La **figura 1** rappresenta simbolicamente un circuito tipico, nel quale V_M rappresenta la tensione effettivamente applicata al motore, L_M rappresenta l'induttanza dell'avvolgimento, ed R_M la resistenza ohmica che esso presenta. La batteria eroga la tensione e la corrente necessarie per l'alimentazione del motore tramite un interruttore, e D rappresenta il diodo di cui si è detto. La **figura 2** ad essa riferita illustra in **A** la forma d'onda tipica degli impulsi applicati, mentre la linea tratteggiata ne rappresenta il valore medio, in relazione alla loro durata ed alla loro frequenza di ripetizione. In **B**, gli impulsi risultano di forma d'onda diversa, in quanto rappresentano l'andamento della corrente che scorre nel circuito costituito dalla batteria e dal motore, mentre la linea tratteggiata ne rappresenta ancora il valore medio. In **C** gli impulsi rappresentano l'andamento della corrente che scorre attraverso il diodo, durante gli intervalli in cui la tensione applicata al motore viene meno: anche in C, la linea tratteggiata rappresenta il valore medio. In **D** — infine — è riprodotto l'andamento della corrente che scorre nel motore.

Considerando contemporaneamente le due figure citate, è possibile intuire che la corrente che circola nel diodo corrisponde ad una corrente media (circolante nel motore) di maggiore intensità di quella che scorre attraverso la batteria. Tuttavia, dal momento che la potenza fornita dalla batteria è praticamente uguale a quella dissipata dal motore, si può concludere che l'energia viene immagazzinata sotto

forma di elettromagnetismo negli istanti in cui la batteria eroga corrente, e che questa energia viene successivamente restituita quando invece la batteria risulta disinserita.

Per ottenere da parte del motore una caratteristica di funzionamento elastica e silenziosa, occorre limitare il più possibile le variazioni di intensità della corrente durante un ciclo di commutazione.

La quantità di energia immagazzinata sotto forma di elettromagnetismo è piuttosto limitata, e — di conseguenza — la potenza disponibile durante gli intervalli di non conduzione lo è del pari. Ne deriva che i tempi di non conduzione devono essere il più possibile brevi.

Per ottenere il funzionamento a bassa velocità, il tempo di conduzione ammonta approssimativamente al 10% del tempo di non conduzione: ciò determina la necessità di impiego di una frequenza di ripetizione elevata, il cui valore è in genere assai al di là delle possibilità dei dispositivi di commutazione meccanica. Grazie all'impiego dei dispositivi semiconduttori, è invece possibile trovare delle soluzioni pratiche ed interessanti dal punto di vista della velocità, del rendimento, e della sicurezza.

METODO DI COMMUTAZIONE MEDIANTE TRANSISTOR DI POTENZA

I motori moderni con avvolgimenti in serie, impiegati come motori di trazione, abbisognano di intensità di corrente elevate, in relazione ai campi di applicazione ed alle condizioni di impiego. Nei confronti di macchine di debole potenza, il controllo della velocità mediante la modulazione di larghezza degli impulsi permette il funzionamento con correnti di intensità comprese tra 3 e 500 ampère, senza dovere impiegare dispositivi per la limitazione della corrente. Inoltre, con dispositivi di questo tipo, le variazioni di coppia determinano commutazioni di corrente comprese tra 2 e 300 ampère. Se ne deduce che non esiste praticamente al giorno d'oggi alcun tipo di transistor che sia in grado di sopportare da solo correnti di tale intensità, e che — per far fronte a queste esigenze — sorge l'opportunità di impiegare diversi transistor, collegati tra loro in parallelo.

L'intensità massima della corrente che qualsiasi transistor è in grado di condurre, quando viene impiegato in un qualsiasi tipo di circuito, è determinata dalla retta di carico, e dalla sua zona di funzionamento entro limiti di sicurezza. Se il carico è costituito da un motore, la relativa curva per il transistor di potenza presenta l'andamento tipico illustrato alla **figura 3,** nella quale I_C rappresenta la intensità della corrente di collettore, V_{CE} la tensione tra emettitore e collettore con carico induttivo, A il tratto relativo al ricupero da parte del diodo, e B rappresenta infine il limite della zona di sicurezza. X e Y individuano invece le estremità dell'intervallo di tempo durante il quale il transistor non conduce.

Fig. 2 - Rappresentazione grafica dell'andamento della tensione e della corrente in gioco nel circuito di figura 1. A rappresenta gli impulsi della tensione applicata, B l'andamento della corrente erogata dalla batteria, C rappresenta l'andamento della corrente che scorre internamente al diodo, e D rappresenta infine le variazioni della corrente che scorre internamente al motore. In tutte e quattro le sezioni di questa figura, la linea tratteggiata rappresenta il valore medio.

Osservando il suddetto grafico, si può notare che se la corrente del motore non diminuisce notevolmente durante gli intervalli di non conduzione, e se non si impiega un diodo a ricupero rapido, la curva di carico che corrisponde allo stato di conduzione può provocare un sovraccarico del transistor così rilevante quanto lo è quello che corrisponde alla curva di funzionamento in condizioni di blocco.

Se in serie al circuito di alimentazione non esiste né una componente resistiva né una componente induttiva, la caratteristica di carico (stato di conduzione) sarà — all'inizio — praticamente perpendicolare all'asse che rappresenta la tensione tra collettore ed emettitore.

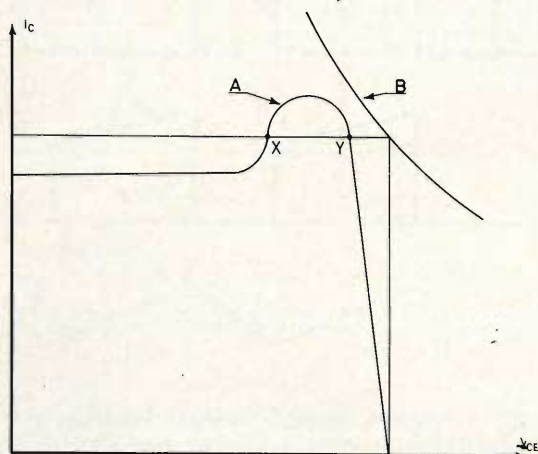



Fig. 3 - Curva caratteristica di funzionamento del transistor in funzione della corrente di collettore e della tensione applicata tra collettore ed emettitore, con carico induttivo.

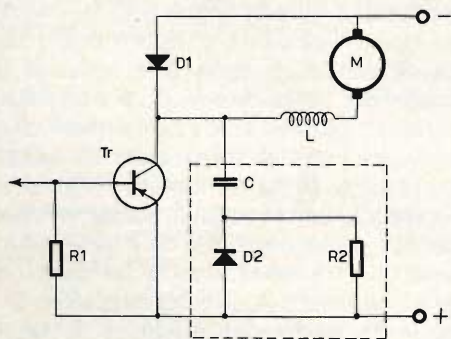



Fig. 4 - Impiego di un circuito capacitivo per modificare l'andamento della caratteristica di carico.

In numerosi casi pratici, si osserva che l'intensità della corrente che scorre attraverso il motore diminuisce sensibilmente prima che il transistor cominci a condurre. E' inoltre praticamente impossibile supporre che non esista alcuna impedenza in serie all'alimentazione, ed infatti la caratteristica di carico in condizione di blocco assume il ruolo di **caratteristica limite** che non deve essere oltrepassata, onde evitare appunto di sovraccaricare il transistor.

In queste condizioni, è possibile modificare la forma della caratteristica di carico in condizione di blocco, impiegando una rete capacitiva: la **figura 4** fornisce un esempio del tipo di circuito impiegato, mentre la **figura 5** illustra graficamente l'andamento che la retta di carico assume in tali condizioni. Il diodo D2, collegato in serie alla capacità C, costituisce un componente a bassa impedenza agli effetti della carica di quest'ultima, mentre la resistenza R2 in parallelo al suddetto diodo permette alla capacità di scaricarsi, evitando anche i picchi di corrente all'interno del transistor, quando quest'ultimo passa allo stato di conduzione.

Nel circuito della citata figura 4, la freccia che si trova all'estremità sinistra del collegamento di base del transistor fa capo al cosiddetto circuito di attacco.

A causa delle dispersioni di tensione di saturazione tra emettitore e base (V_{be} sat.) di ciascun transistor, le correnti di collettore che scorrono nei diversi circuiti collegati in parallelo possono essere notevolmente differenti tra loro, se non vengono adottate determinate precauzioni per quanto concerne i circuiti di attacco dei transistor stessi.

Agli effetti della figura 5, occorre precisare che l'asse verticale rappresenta le variazioni della corrente di collettore I_C, l'asse orizzontale rappresenta le va-

riazioni della tensione tra collettore ed emettitore, V_{CE}, A rappresenta la curva di non conduzione, B la curva di conduzione, e C il limite della zona di sicurezza.

Il metodo consigliabile consiste nel predisporre una resistenza in serie all'emettitore di ciascun transistor, col risultato che la curva che in tal modo si ottiene è del tipo illustrato a titolo di esempio alla **figura 6,** nella quale A rappresenta il campo di funzionamento della tensione tra base ed emettitore in stato di saturazione, in funzione delle correnti di collettore di due transistor in parallelo, mentre B rappresenta il campo di variazione della tensione tra base ed emettitore sempre in stato di saturazione, ma con la citata resistenza in serie al circuito dell'emettitore. In tali condizioni, la variazione ammissibile della corrente di collettore determina il valore della resistenza necessaria. Tale valore può essere ridotto selezionando dei transistor che presentino una tolleranza meno rilevabile quando la tensione tra base ed emettitore raggiunge il valore di saturazione.

Dal momento che la maggior parte dei transistor a forte intensità di corrente presenta delle caratteristiche di commutazione lente, questi tipi di transistor si prestano all'impiego con regimi di funzionamento assai più equilibrati che non quelli che è possibile ottenere con transistor aventi una caratteristica di commutazione rapida. La resistenza di emettitore di ciascun transistor — nel caso che parecchi esemplari vengano collegati in parallelo tra loro — tende ad uniformare le variazioni del punto di funzionamento di ciascun transistor lungo la curva caratteristica in stato di conduzione. Di conseguenza, si presenta la necessità di compiere una certa verifica, per determinare lo squilibrio che è possibile raggiungere, soprattutto per quanto riguarda i tempi di commutazione e di immagazzinamento delle cariche, nonché le differenze che ne derivano per le caratteristiche di funzionamento in condizione di blocco, in particolare quando è necessario equilibrare anche queste caratteristiche di funzionamento.

CIRCUITI D'ATTACCO

Le perdite che si verificano nei circuiti di attacco possono essere assai rilevanti, come si può osservare nei circuiti illustrati in **A** e **B** alla **figura 7.** Un motore (M), che debba funzionare con una corrente di 200 ampère e con una tensione di 36 volt, necessita di una intensità della corrente di spunto pari a 10 ampère, se si parte dal presupposto che il guadagno fornito dal circuito sia pari a 20.

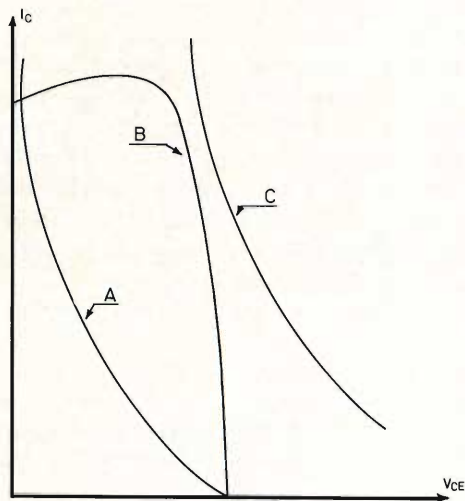



Fig. 5 - Curva di carico risultante a seguito dell'aggiunta della rete capacitiva di cui alla figura 4.

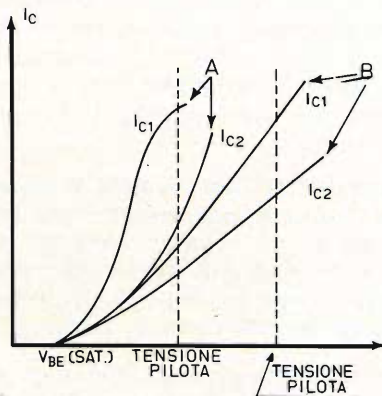



Fig. 6 - Rappresentazione grafica degli effetti che la resistenza in serie all'emettitore comporta nel caso di eccitazione in parallelo.

A tale proposito, si rammenti che per corrente di spunto si intende l'assorbimento iniziale da parte del motore, che si verifica ogni qualvolta viene ad esso applicata la tensione di alimentazione mentre è fermo. Tale corrente è assai più intensa di quella assorbita durante il normale funzionamento, in quanto l'energia meccanica che essa deve sviluppare deve essere tale da vincere lo stato di inerzia. La sua intensità — inoltre — diminuisce progressivamente dopo l'avviamento, fino a ridursi al valore normale quando la velocità di rotazione del motore ha raggiunto il valore di regime.

In tali condizioni, il circuito di attacco del tipo ad accoppiamento di emettitore dissiperebbe una potenza pari a ben 350 W. Se si impiega un circuito Darlington, funzionante in stato di saturazione, la corrente di spunto costituisce soltanto una parte della corrente di carico. Naturalmente, con regimi di funzionamento corrispondenti alla massima intensità di corrente internamente al motore, la re-

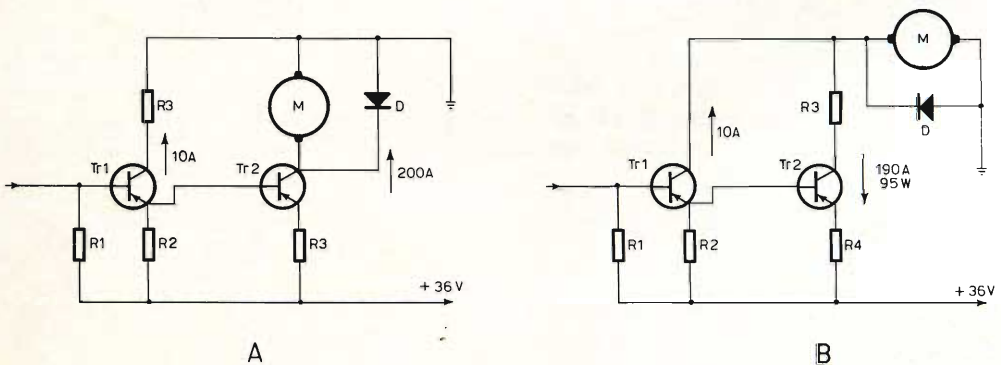



Fig. 7 - Esempi di circuiti di attacco: A rappresenta uno stadio di tipo convenzionale con accoppiamento di emettitore, mentre B rappresenta la versione tipica del cosiddetto circuito Darlington.

sistenza in serie al collettore dovrà dissipare almeno una potenza di 95 W. La perdita di potenza che si manifesta a causa della presenza di questa resistenza risulta perciò direttamente connessa col valore di cresta della corrente che scorre nel motore, mentre la potenza di cresta dissipata nello stadio finale rimane costante ed indipendente dalle esigenze del motore.

A proposito dei due circuiti illustrati alla citata figura 7, occorre rilevare che **A** rappresenta un semplice stadio del tipo ad accoppiamento di emettitore, mentre **B** rappresenta il circuito tipico di uno stadio di attacco del tipo Darlington.

Il valore della resistenza (R3 nel circuito di figura 7-B) deve essere tale da determinare un valore assai ridotto della tensione di saturazione del transistor di uscita, e da ridurre pertanto le perdite di potenza. Il suo valore viene determinato in funzione dei valori della tensione tra base ed emettitore in stato di saturazione e della tensione tra collettore ed emettitore, sempre in stato di saturazione (rispettivamente V_{be} sat. e V_{ce} sat.). Tali valori sono entrambi rilevabili dall'elenco delle caratteristiche dei transistor impiegati.

La formula mediante la quale è possibile effettuare il calcolo del relativo valore è la seguente:

$$R_{sat} = \frac{V_{be2\ sat} + V_{ce1\ sat} - V_{ce2\ sat}}{I_l}$$

nella quale (in riferimento alla figura 7) abbiamo che:

R_{sat} = Resistenza in serie al collettore di Tr2.

V_{be2sat} = Tensione di saturazione emettitore-base di Tr2.

V_{ce2sat} = Tensione di saturazione colletto-re-emettitore di Tr2.

V_{ce1sat} = Tensione di saturazione colletto-re-emettitore di Tr1.

E' quindi possibile che $V_{Rsat} = V_{be1sat}$, mentre V_{Rsat} corrisponde alla caduta di tensione presente ai capi della resistenza in serie al collettore di Tr2.

Dal momento che il transistor di attacco nel circuito Darlington di figura 7-B comincia a condurre in anticipo rispetto al transistor di uscita, è evidente che — se non si adottano particolari precauzioni nei confronti del segnale di eccitazione di questo transistor — esso può funzionare nelle zone che si trovano al di là dei limiti di sicurezza, col grave rischio di un deterioramento del cristallo.

Ciò — ovviamente — a causa dell'enorme sviluppo di temperatura che si ottiene. Tale temperatura, anche se prodotto da impulsi di corrente istantanei, può raggiungere quel valore che provoca irrimediabilmente il deterioramento definitivo del cristallo.

Il transistor di ingresso Tr1 deve perciò essere scelto in modo tale che la zona di funzionamento sicuro si estenda fino a valori della corrente di collettore e della tensione della batteria assai superiori ai massimi valori che il segnale di ingresso è in grado di raggiungere.

Le caratteristiche di ingresso, in base alle quali l'intero segnale di eccitazione non viene applicato se non quando lo stadio finale è in stato di conduzione, permetteranno inoltre di mantenere il punto di funzionamento del transistor di attacco entro la zona di funzionamento che può essere considerata sicura.

A causa delle caratteristiche di commutazione lenta dei transistor che sono in grado di condurre una corrente di notevole intensità, la perdita di potenza che corrisponde alla commutazione può essere rilevante se la frequenza di commutazione è notevole. Una riduzione sostanziale di tali perdite di commutazione può essere ottenuta se si impiega una polarizzazione inversa per diminuire gli intervalli di tempo corrispondenti alle condizioni di blocco. Si potrà quindi ottenere questa polarizzazione inversa servendosi di un transistor separato, oppure servendosi di una capacità che viene caricata in un senso durante la fase di conduzione, e che si scarica invece in senso opposto durante la fase di bloccaggio del transistor di uscita.

Quanto detto sin qui costituisce semplicemente una introduzione teorica al metodo di controllo della velocità di rotazione di motori funzionanti a corrente continua, mediante l'impiego di semiconduttori. Nella seconda ed ultima parte di questo articolo vedremo in pratica come queste nozioni possono essere applicate per effettuare una vera e propria realizzazione di questo tipo.

Il contenitore micro-T Unibloc, introdotto dalla Motorola, permette di risolvere il progetto di apparecchiature microminiatura ad alte prestazioni ed economiche.

Oltre ai vantaggi della riduzione d'ingombro, il nuovo contenitore si è anche dimostrato estremamente vantaggioso per il progetto di circuiti a RF, in quanto le sue piccolissime dimensioni riducono sensibilmente i parametri parassiti dovuti al contenitore.

La Motorola ha perciò introdotto un nuovo transistor con il numero MMT918, che è la versione in contenitore micro-T del popolare 2N918, in modo da consentire densità di assemblaggio molto maggiori e migliori prestazioni in radiofrequenza.

TRASFORMATORE D'USCITA AT 2053/01

NUOVI COMPONENTI

PER STADI FINALI DI RIGA DI TELEVISORI A COLORI

di L. Cascianini

Questo nuovo trasformatore finale di riga semplifica enormemente il progetto degli stadi finali di riga dei televisori a colori ed inoltre abbassa considerevolmente il costo dei medesimi.

In un televisore in bianco e nero l'alta tensione (EAT) necessaria al funzionamento del cinescopio viene ricavata, com'è noto, dallo stadio finale di deflessione di riga.

Nei primi televisori a colori, per motivi di stabilità, l'EAT era invece fornita in maniera del tutto indipendente dallo stadio finale di riga. Con questa soluzione la regolazione della luminosità dello schermo del cinescopio non poteva influire in alcun modo sull'ampiezza del quadro e sui circuiti di convergenza. Il grande svantaggio era ovviamente quello di richiedere un maggior numero di componenti attivi e passivi e di aumentare quindi notevolmente il costo già elevato del televisore a colori. Questi motivi economici e l'attuale tendenza a sviluppare televisori a colori con cinescopio a schermo più piccolo, ha spinto i nostri tecnici a studiare la possibilità di risolvere il problema dell'EAT dei televisori a colori nella stessa maniera con cui è stato risolto nei televisori in bianco e nero: ricavare cioè anche per i televisori a colori l'EAT dallo stadio finale di riga ed usare quindi un solo trasformatore ed una sola valvola finale.

I problemi che comporta una tale soluzione sono:

a) riuscire ad avere una sorgente dell'EAT con resistenza interna di basso valore;

b) realizzare uno stadio finale di riga non influenzabile né dalle fluttuazioni della tensione di rete né dai differenti valori della corrente del raggio elettronico.

Questi due problemi sono stati risolti brillantemente con il nuovo trasformatore di riga AT 2053/01 n. G.B.C. ME/1990-00 realizzato con criteri tecnici veramente nuovi e tecniche costruttive talmente avanzate che è stato ritenuto opportuno coprirle mediante brevetti.

Trasformatore di riga AT 2053/01
n° G.B.C. ME/1990-00

La particolare costruzione dell'avvolgimento dell'EAT comporta valori elevati di induttanza e di capacità disperse. Nei trasformatori usati negli stadi finali di riga dei televisori in bianco e nero, queste induttanze e capacità disperse venivano accordate sulla **terza armonica** dell'oscillazione di ritorno di riga mediante una spira di accoppiamento aggiuntiva.

Ciò permetteva di ottenere due vantaggi:

a) soppressione di oscillazioni parassite durante la scansione della riga;

b) aumento del valore dell'alta tensione legato al contemporaneo abbassamento dell'impulso di ritorno sul primario del trasformatore.

Questa soluzione ha lo svantaggio di portare la resistenza interna del generatore dell'EAT verso valori aggirantisi sui 3 MΩ.

Nei televisori in bianco e nero questo elevato valore della resistenza interna del generatore dell'EAT non produce inconvenienti rilevanti. Nei televisori a colori, nei quali si ha una corrente del raggio 3 o 4 volte più intensa, questo valore elevato della resistenza interna produce fluttuazioni dell'EAT tali da influire sulla messa a punto della convergenza e della purezza dei colori.

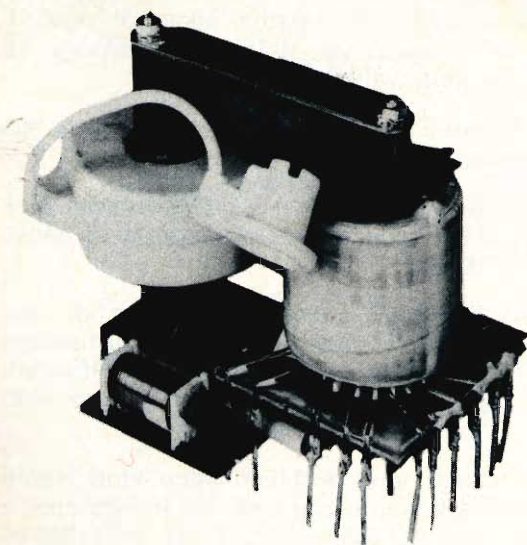



Fig. 1 - Trasformatore d'uscita di riga AT 2053/0 n° G.B.C. ME/1990-00.

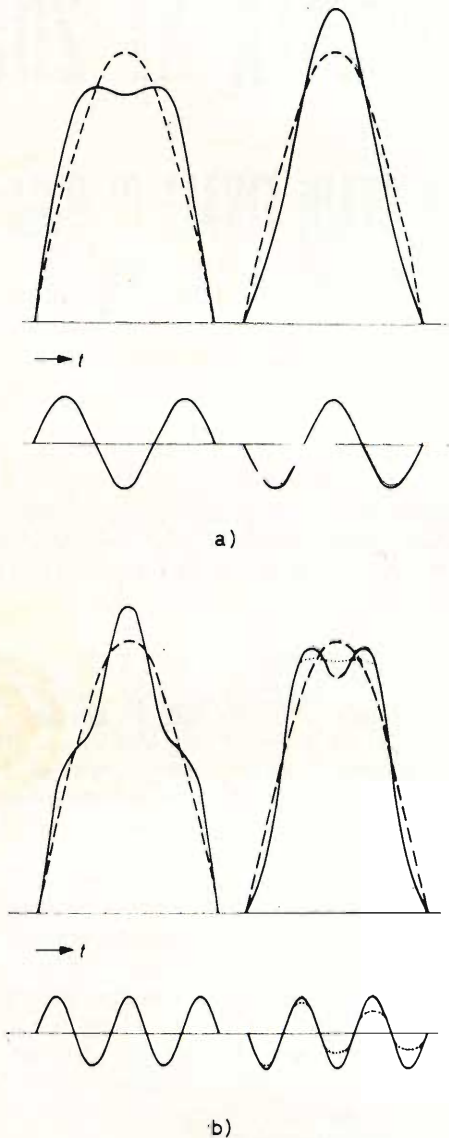



Fig. 2 - Rappresentazione schematica dell'impulso di ritorno (tratteggiato) con sovrapposta la terza (a) e la quinta armonica (b) dell'oscillazione di ritorno. Sopra sono riportate le forme dell'impulso presenti sul primario del trasformatore (e cioè sull'anodo della finale di riga); sotto sono riportate le forme d'onda dell'impulso presente sulla bobina dell'EAT (e cioè sull'anodo della raddrizzatrice dell'EAT).

Accordando il trasformatore della **quinta armonica** dell'oscillazione di ritorno di riga si è potuto dimostrare che gli inconvenienti sopramenzionati possono essere eliminati. Sul secondario di un siffatto trasformatore si ha un impulso di ritorno con un fronte di salita più ripido e con una vetta abbastanza piatta. Ciò permette di avere nel raddrizzatore un **angolo di circolazione di corrente** maggiore ed un picco di corrente più basso.

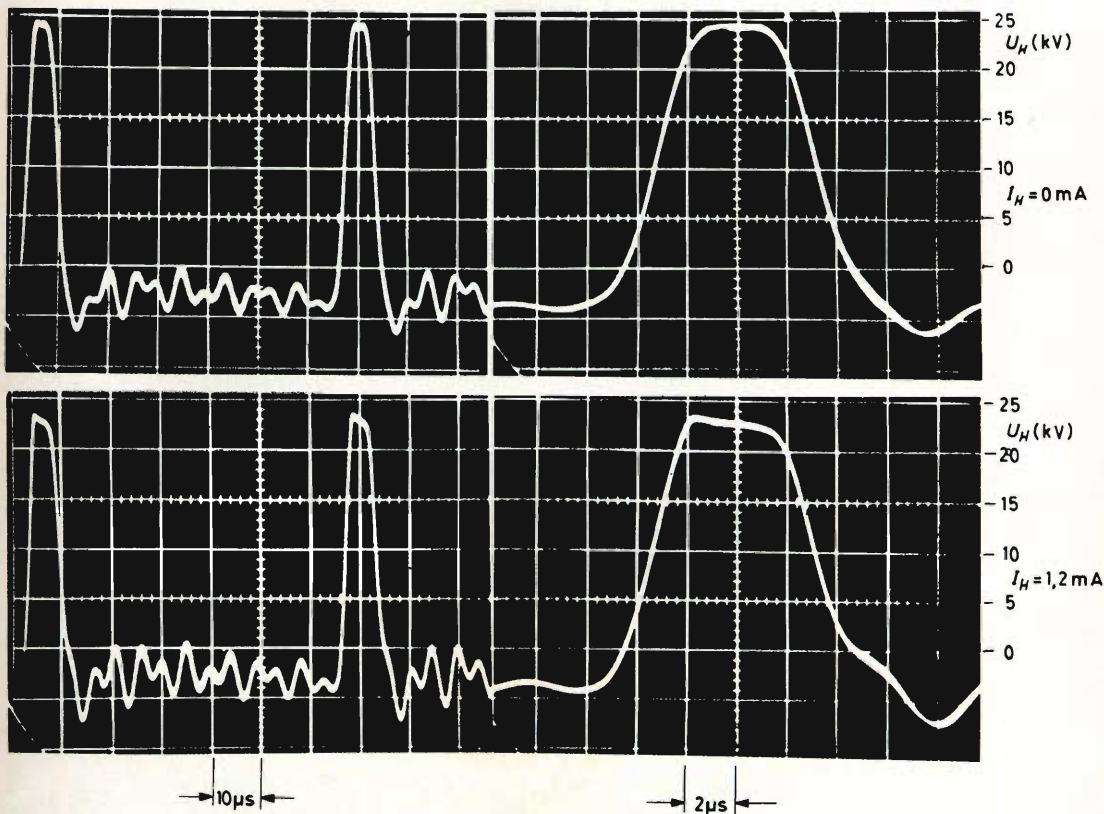



Fig. 3 - Oscillogrammi dell'impulso di ritorno (impulso di tensione sulla bobina EAT del trasformatore) per correnti del raggio rispettivamente di 0 mA (in alto) e 1,2 mA (in basso).

Nella fig. 2 sono riportate schematicamente le forme d'onda dei picchi di tensione presenti sul primario e sul secondario del trasformatore di riga nel caso di accordo del trasformatore rispettivamente sulla terza e sulla quinta armonica della frequenza del ritorno di riga.

Come risulta dalla fig. 2b, l'impulso di ritorno sul secondario presenta una forte insellatura. Via via che aumenta l'assorbimento di corrente da parte del cinescopio aumenta anche lo smorzamento dell'oscillazione di quinta armonica e di conseguenza all'aumentare della corrente del raggio la vetta dell'impulso di ritorno tende ad appiattirsi. Ciò appare evidente negli oscillogrammi dell'impulso di ritorno indicati in fig. 3. Sia l'accoppiamento tra primario e secondario del trasformatore sia le capacità e le induttanze disperse sono state scelte in maniera da poter accordare facilmente il trasformatore sulla quinta armonica dell'impulso di ritorno di riga. Un circuito oscillante inserito in un avvolgimento secondario permette mediante regolazione dell'induttanza di ottenere la forma migliore dell'impulso dell'alta tensione.

Fig. 4 - Circuito sperimentale d'impiego del trasformatore AT 2053/01 n° G.B.C. ME/1990-00.

Il trasformatore AT 2053/01, n° G.B.C. ME/1990-00, realizzato con i criteri a cui abbiamo accennato prima, lavora con la valvola finale di riga PL 509, il diodo di ricupero PY 500 ed il raddrizzatore dell'EAT GY 501. Uno stadio finale siffatto è in grado di fornire le correnti di deflessione di riga richieste dall'unità di deflessione AT 1027/04, una alta tensione (EAT) di circa 25 kV, e una tensione di focalizzazione del cinescopio di circa 5 kV ricavata raddrizzando gli impulsi presenti sul diodo di ricupero. La resistenza interna della sorgente dell'EAT rimane al di sotto di 1,5 MΩ per una variazione di 1 mA della corrente del raggio mentre la massima variazione della ampiezza orizzontale rimane entro l'1%.

Un avvolgimento sussidiario fornisce impulsi di tensione con valori di 500 V, 210 V, 140 V e — 220 V da impiegare per il discriminatore di fase e per lo spegnimento del ritorno di riga, ecc.

Circuito d'impiego

In fig. 4 riportiamo uno stadio finale di riga sperimentale equipaggiato con il trasformatore AT 2053/01 n° G.B.C. ME/1990-00 la finale di riga PL 509, il diodo di ricupero PY 500 e il diodo raddrizzatore dell'EAT, GY 501.

DATI CARATTERISTICI PRINCIPALI

Alimentazione:

280 V o 295 $V_{c.c.}$
con I_{EAT} = 0 mA; R_i = 67 Ω

Stabilità:

il circuito rimante stabile fino a variazioni di ± 10% della tensione di rete.
EAT:
25 kV (valore nominale)

Regolazione EAT:

caduta di tensione di 1,7 kV per un aumento della corrente del fascetto da 0,1 a 1,2 mA, oppure caduta di tensione di 2,2 kV per un aumento della corrente del fascetto da 0,1 a 1,5 mA.

Variazione massima nella larghezza dell'immagine:

inferiore all'1% per una variazione della corrente del fascetto di 1,5 mA.

Risultato delle misure effettuate sul circuito sperimentale

Queste misure sono state effettuate sul circuito sperimentale di fig. 4 funzionante in condizioni tipiche.

I_{EAT} (corrente del fascetto)	0,1	1 2 mA
V_{EAT}	24,6	22,9 kV
R_s (resistenza interna della sorgente dell'EAT)	1,5	1,5 MΩ
$I_{deflessione}^{(p-p)}$	2,65	2,55 A
PY 500		
Oversscan	8,7	9,4 %
V_b	279	271 V
V_{boost} (rispetto a Vb)	560	535 V
I_d (media)	238	358 mA
$I_{d\ surplus}$	50	350 mA
I_d (inizio della scansione)	490	390 mA
V_d	5,35	5,2 kV
PL 509		
V_{g2} (media)	238	211 V
I_a (media)	235	355 mA
I_a	560	850 mA
I_{g2} (media)	18,5	26,6 mA
V_{g1} (alla fine della scansione)	—36	— 20 V
P_a (durante la scansione)	25	27,6 W
P_a (durante il ritorno)	1,5	2,0 W
P_{g2}	4,5	5,5 W
V_a	6,7	6,5 kV
$V_{a\ min}$ (durante la scansione)	77	73 V
$V_{a\ min}$ (alla fine della scansione)	103	87 V

Osservazioni

In condizioni di funzionamento normali la dissipazione anodica complessiva del pentodo PL 509 non supera i 30 W; (riga + ritorno).

Questa dissipazione tiene conto:
1) di una corrente del raggio di 1,2 mA
2) di 4,5 W forniti dal trasformatore per l'alimentazione dei circuiti a transistor in un ricevitore ibrido
3) delle correnti necessarie per la convergenza
4) degli impulsi necessari ai circuiti clamping, C.A.G. ecc.

La tecnica dell'infrarosso trova un sempre crescente numero di applicazioni nei campi della medicina, dell'industria, dell'agricoltura e della mineralogia. In questo articolo illustreremo alcuni esempi pratici di impiego dei rivelatori di infrarossi nei campi della medicina, dell'industria, e della ricerca.

NOVITÀ TECNOLOGICHE

RIVELATORI DI RADIAZIONI INFRAROSSE

I rivelatori di radiazioni infrarosse in genere vengono prodotti da elementi come il solfuro di zinco, l'antimoniuro di indio ed il germanio drogato con mercurio o con rame. La varietà di questi materiali-base permette di avere una risposta spettrale dell'infrarosso che da un lato tocca l'estremo limite dello spettro visibile (0,6 μ) e dall'altro la banda delle radio-onde da 8 mm. Ovviamente, questi materiali hanno sensibilità molto diverse tra loro ma in generale tutti i rivelatori fatti con questi materiali possono « vedere » e distinguere punti contigui di un corpo o di un'immagine tra i quali esiste anche una pur minima differenza di temperatura.

TERMOFOTOGRAFIA AEREA A RAGGI INFRAROSSI

La termofotografia aerea effettuata mediante rivelatori di raggi infrarossi ha destato notevole interesse in molti campi, il più interessante dei quali si è dimostrato quello della prospezione geologica. Mediante questi rivelatori è infatti possibile scoprire estese masse sotterranee come laghi, depositi di petrolio, alcuni tipi di materiali ecc. Sulla termofotografia tali masse appaiono ovviamente come « aree a differente temperatura ».

Un esempio interessante è indicato in fig. 1. In questo caso la termofotografia rivela la forma assunta al suo sfociare nel mare della corrente di scarico di una fabbrica. L'impiego in campo militare di questo occhio « che vede tutto » appare evidente dalla termofotografia riportata in fig. 2 nella quale risultano chiaramente localizzati i punti di intensa attività industriale di un porto. I centri di maggiore attività sono indicati dalle « macchie » bianche. Questa fotografia nonostante sia stata ripresa in oscurità rivela anche il tracciato delle strade.

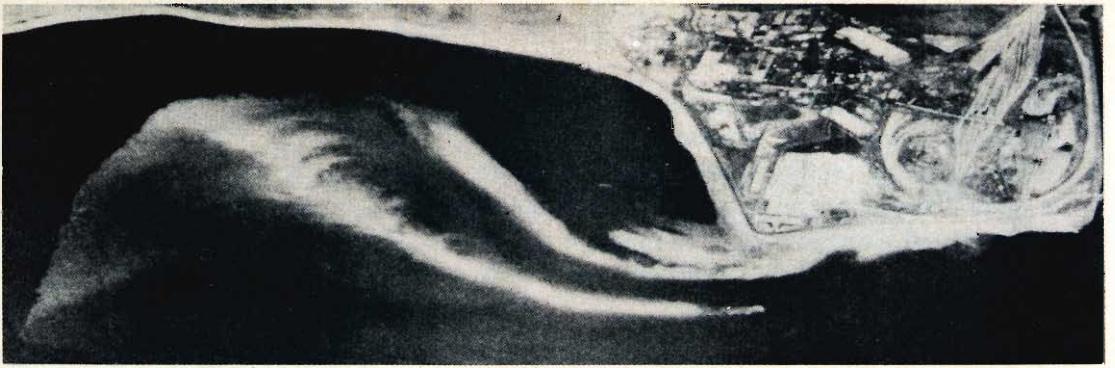



Fig. 1 - Termofotografia del punto in cui vengono riversati nel mare i rifiuti di una fabbrica.

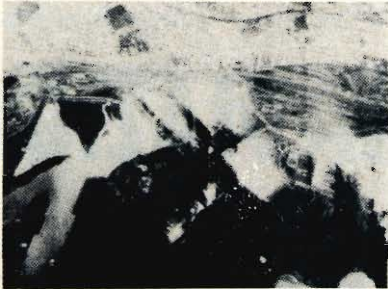



Fig. 2 - Termofotografia di una zona di elevata concentrazione industriale.

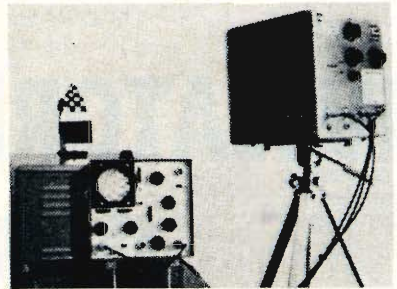



Fig. 3 - Sistema di televisione a circuito chiuso a raggi infrarossi.

TELEVISIONE ALL'INFRAROSSO IN CIRCUITO CHIUSO

Il sistema di televisione all'infrarosso in circuito chiuso è sotto molti aspetti identico al sistema usato per la fotografia aerea. (fig. 3)

Il sistema di televisione all'infrarosso differisce da quest'ultimo per il sistema di scansione e per il fatto che i dettagli di una data immagine anzichè apparire su pellicole vengono presentati direttamente sullo schermo di un televisore-monitore.

Il sistema di scansione, la parte ottica ed il numero di righe per quadro sono ovviamente caratteristiche che possono variare e possono quindi fare oscillare considerevolmente il costo dell'apparecchiatura completa. In generale le apparecchiature meno costose vengono usate per impieghi industriali ma in pratica si è visto che tali apparecchiature danno ottimi risultati anche in tutte quelle applicazioni medicali per le quali in precedenza venivano usate apparecchiature ad alta definizione.

Della televisione « termica » molti avranno visto dimostrazioni pratiche riguardanti l'impiego in campo medico (per es. immagini termiche della mano e del viso). È bene comunque tener presente che il vero campo di impiego della televisione termica rimane quello industriale (lavorazione delle materie plastiche, ceramiche e dell'acciaio) dove appunto essa può essere impiegata per esaminare la distribuzione del calore sulla superficie di pezzi trattati termicamente. In questi casi, un disuniforme raffreddamento o riscaldamento può rovinare completamente un processo produttivo oppure essere la causa di futuri inconvenienti.

Questo sistema viene infine frequentemente usato per esaminare le superfici di

distribuzione del calore su macchine od altri dispositivi in movimento.

Negli impieghi di sorveglianza, la televisione a raggi infrarossi è in grado di rilevare movimenti di oggetti aventi una temperatura di 0,5 °C superiore alla temperatura di fondo.

Per molti impieghi in campo medico, di solito, è richiesta una telecamera molto sensibile ed è inoltre necessario poter registrare i risultati su film o su carta speciale.

Una siffatta apparecchiatura può essere usata per scoprire irregolarità nella circolazione del sangue e anomalie sottocutanee. Si è dimostrata di prezioso ausilio nella chirurgia plastica dove è della massima importanza conoscere le condizioni della pelle innestata via via che il processo di rivestimento progredisce.

TERMOMETRO PER LA MISURA DEL CALORE IRRADIATO

Far conoscere la temperatura di una data superficie senza toccarla è indubbiamente una caratteristica tipica dei rivelatori di radiazioni infrarosse. Per questo scopo sono stati sviluppati strumenti la cui sonda puntata su un particolare punto della superficie da controllare è stata in grado dalla distanza di 60 o 90 cm di indicare istantaneamente la temperatura di quel dato punto della superficie. Il valore della temperatura può essere letto su uno strumento precedentemente calibrato. (figura 4).

Gli impieghi in campo industriale di un siffatto termometro ovviamente sono innumerevoli in quanto numerosi sono i casi in cui necessita conoscere la temperatura di un dato punto di un oggetto riscaldato senza dover toccare la sua superficie. Un esempio tipico è offerto dal campo di lavorazione delle fibre plastiche e sintetiche dove è necessario conoscere in ogni istante la **temperatura di estrusione** che questi materiali assumono nell'istante in cui essi lasciano la filiera.

Un siffatto controllo « continuo » della temperatura può essere usato anche per rilevare valori di temperatura anormali e quindi punti di più intensa sollecitazione meccanica riscontrabili su alberi di trasmissione di una certa lunghezza.

Questo termometro sensibile alle radiazioni infrarosse si è dimostrato uno strumento di prezioso ausilio per la messa a punto di impianti di riscaldamento mediante R.F. In questo particolare impiego esso viene usato per individuare eventuali disuniformità nella distribuzione del calore nel materiale così da apportare le necessarie modifiche alla posizione della bobina riscaldante.

Fig. 4 - Termometro a raggi infrarossi.

DISPOSITIVI DI ALLARME

Ha destato particolare interesse un dispositivo di allarme realizzato con elementi ORP 10 sensibili all'infrarosso.

I dispositivi di allarme costruiti con questi elementi possono essere sensibili al punto di rivelare la presenza di un « intruso » entro un raggio di 30 m e nel caso di confinamento o prigioni possono segnalare l'eventuale sconfinamento di una persona dalla zona stabilita.

SISTEMA DI ALLARME « ISTANTANEO » DI INCENDIO

Con i rivelatori al solfuro di piombo Philips è possibile realizzare sistemi di segnalazione istantanei di principio di incendio, sensibili al punto da essere messi in funzione dall'accensione di un fiammifero alla distanza di 10 m circa. Questi sistemi antincendio sono destinati a sostituire quelli attuali inefficienti in quanto sono in grado di dare una segnalazione solo **dopo** che l'incendio è iniziato. Un sif-

DATI TECNICI PRINCIPALI DEGLI ELEMENTI FOTOSENSIBILI PHILIPS A SEMICONDUTTORE

Descrizione	Tipo	Sigla di sviluppo	Materiale giunzione	Sensibilità (µA/Lux)	Risposta spettrale (µm)	Temp. di lavoro (°K)	Temp. giunzione (°C)	Corrente di oscurità		Dimensioni superficie sensibile (mm)	f_r (kHz)	Corrente di tempo tipica (µs)	1) D * × 10¹⁰ (picco, 800,1) (cm Hz ½/Watt)	Potenza luminosa emessa
								(µA)	(V_r)					
Fotodiodi	OAP 12	—	Ge	5 µA/100 lux	1,55	2500	75	<15	10	1 mm²	50	—	—	30 [2]
	BPY 68	96 BPY	Si	0,1 µA/lux	—	2870	100	<20	50	—	—	—	—	250 [2]
	BPY 69	97 BPY	Si	0,06 µA/lux	—	2870	100	<20	50	—	—	—	—	250 [2]
	BPY 13	—	Si	0,04 µA/lux	0,92	2850	75	<1	20	12 mm²	—	—	—	—
	BPY 13-A	—	Si	0,04 µA/lux	0,92	2850	75	<1	20	12 mm²	—	—	—	—
Fototransistor	OCP 70	—	Ge	>1 µA/lux	1,43	2700	65	<325	4,5 [4]	7 mm²	3	—	—	100 [2]
	BPX 25	67 OMP	Si	>2,5 µA/lux	0,8	2700	150	<1	24 [4]	—	50	—	—	300 [2]
	BPX 29	—	Si	1 µA/lux	0,8	2700	150	<1	24 [4]	—	50	—	—	300 [2]
Fotopile	BPX 10	—	Si	1,6µA/100 lux	0,8	2700	100	<10	1	2,8 mm²	100	—	—	—
	BPY 15	—	Si	Rendimento energet. max. 10,5%			100	—	—	—	—	—	—	—
Diodi elettro-luminescenti	CAY 12-A	56CAY-A	GaAs-PL	—	0,875	300	125	—	—	0,1 mm²	—	—	—	750 [2]
	CAY 12-B	56CAY-B	GaAs-PL	—	0,875	300	200	—	—	0,1 mm²	—	—	—	750 [2]
	—	101CAY-A	GaAs-PL	—	0,875	300	75	—	—	0,01 mm²	—	—	—	150 [2]
	—	101CAY-B	GaAs-PL	—	0,875	300	100	—	—	0,01 mm²	—	—	—	150 [2]
Diodo Laser	—	58 CAY	GaAs	—	0,845	77	—	—	—	—	—	—	—	20 W
Elementi fotosensibili all'infrarosso	61 SV	—	PbS	—	0,3 - 3,5	300	—	—	—	6 × 6	—	75	4	—
	62 SV	—	PbS	—	0,3 - 3,5	300	60 [5]	—	—	6 × 6	—	75	6	—
	ORP 10	—	InSb	—	0,4 - 7,5	300	50 [5]	—	—	6 × 0,5	—	0,1	8,5 10^{-3}	—
	RPY 50	—	InSb	—	0,4 - 7,5	300	20 [5]	—	—	4 × (9×1,5)	—	0,1	8,5 10^{-3}	—
	ORP 13	—	InSb	—	0,4 - 5,6	77	20 [5]	—	—	6 × 0,5	—	5	2,6	—
	RPY 31	—	InSb	—	0,4 - 5,6	77	55 [6]	—	—	4 × 4	—	5	3,6	—
	RPY 35	—	InSb	—	0,4 - 5,6	77	55 [6]	—	—	4 × 4	—	5	3,6	—
	RPY 36	—	InSb	—	0,4 - 5,6	77	55 [6]	—	—	6 × 0,5	—	< 2	1,3	—
	RPY 51	—	InSb	—	0,4 - 5,6	77	55 [6]	—	—	0,5 × 0,5	—	< 4	10	—
	RPY 52	—	InSb	—	0,4 - 5,6	77	55 [6]	—	—	0,5 × 0,5	—	< 4	5	—
	RPY 53	—	InSb	—	0,4 - 5,6	77	55 [6]	—	—	0,5 × 0,5	—	< 4	2,5	—
	RPY 37	—	Ge (Cu)	—	2 - 25	4,2	55 [6]	—	—	6 × 1	—	1	1	—
	RPY 40	—	Ge (Cu)	—	2 - 25	4,2	—	—	—	4 × 4	—	1	1	—
	RPY 23	—	InSb	—	0,1 - 8 ÷ 10^6	1,5	—	—	—	5 × 5	—	1	0,5	—

1) $D^* = \frac{(A \Delta f)^{1/2}}{W} \cdot \frac{V_s}{V_n}$

2) P_{tot} = Potenza totale dissipata mW

3) In regime continuo

4) V_{CE}

5) Max. temperatura di funzionamento

6) Max. temperatura di storage

fatto ritardo di segnalazione può essere disastroso nei casi di protezione di apparecchiature delicate e di depositi di esplosivi o materie infiammabili.

Il funzionamento di un sistema di allarme funzionante con un nuovo elemento sensibile all'infrarosso è basato sull'« osservazione » diretta di una data superficie e sulla segnalazione istantanea di un qualsiasi principio di incendio che possa verificarsi nell'ambito della superficie « osservata ».

MICROSCOPIO ALL'INFRAROSSO

Per le fabbriche di semiconduttori è stato studiato e realizzato un microscopio a raggi infrarossi di grande utilità. Questo strumento incorpora un rivelatore RPY 51 (raffreddato a 77 °C) sistemato all'interno del microscopio in maniera tale che quando l'operatore osserva un punto al centro del campo di osservazione, è possibile leggere su uno strumento annesso al microscopio il preciso valore della temperatura di quel punto. (fig. 5)

Un siffatto microscopio è stato realizzato innanzitutto per rivelare la presenza di « punti caldi » nei transistor e nei circuiti integrati quando questi vengono sottoposti a misure di controllo. La presenza di questi punti caldi è indice di saldatura imperfetta e mette inoltre in evidenza certe altre condizioni di funzionamento non facilmente scopribili con altri mezzi.

Oltre a questo impiego essenzialmente industriale il microscopio a raggi infra-

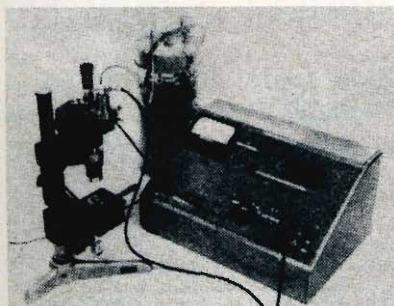



Fig. 5 - Microscopio all'infrarosso con strumento di lettura.

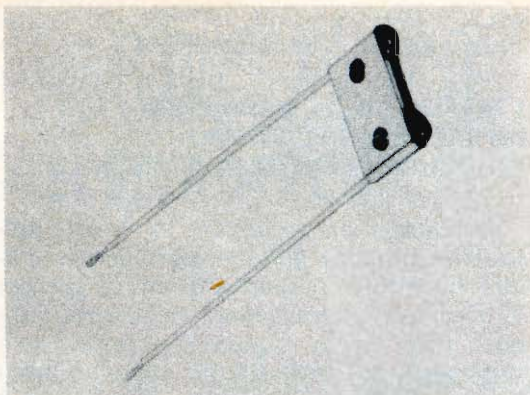



Fig. 6 - ORP-10 - Rivelatore all'infrarosso all'antimoniuro di indio.

Fig. 7 - RPY-51 - Rivelatore all'infrarosso all'antimoniuro di indio applicato ad un vaso di Dewar.

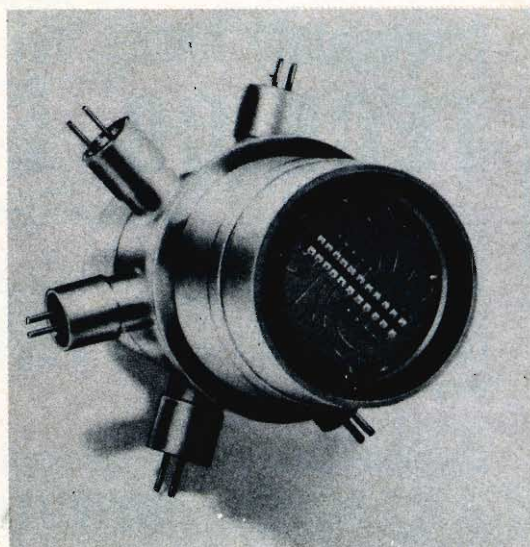



Fig. 8 - Rivelatore all'infrarosso con 11 elementi termosensibili.

rossi trova un vasto impiego nei campi della biologia e della medicina.

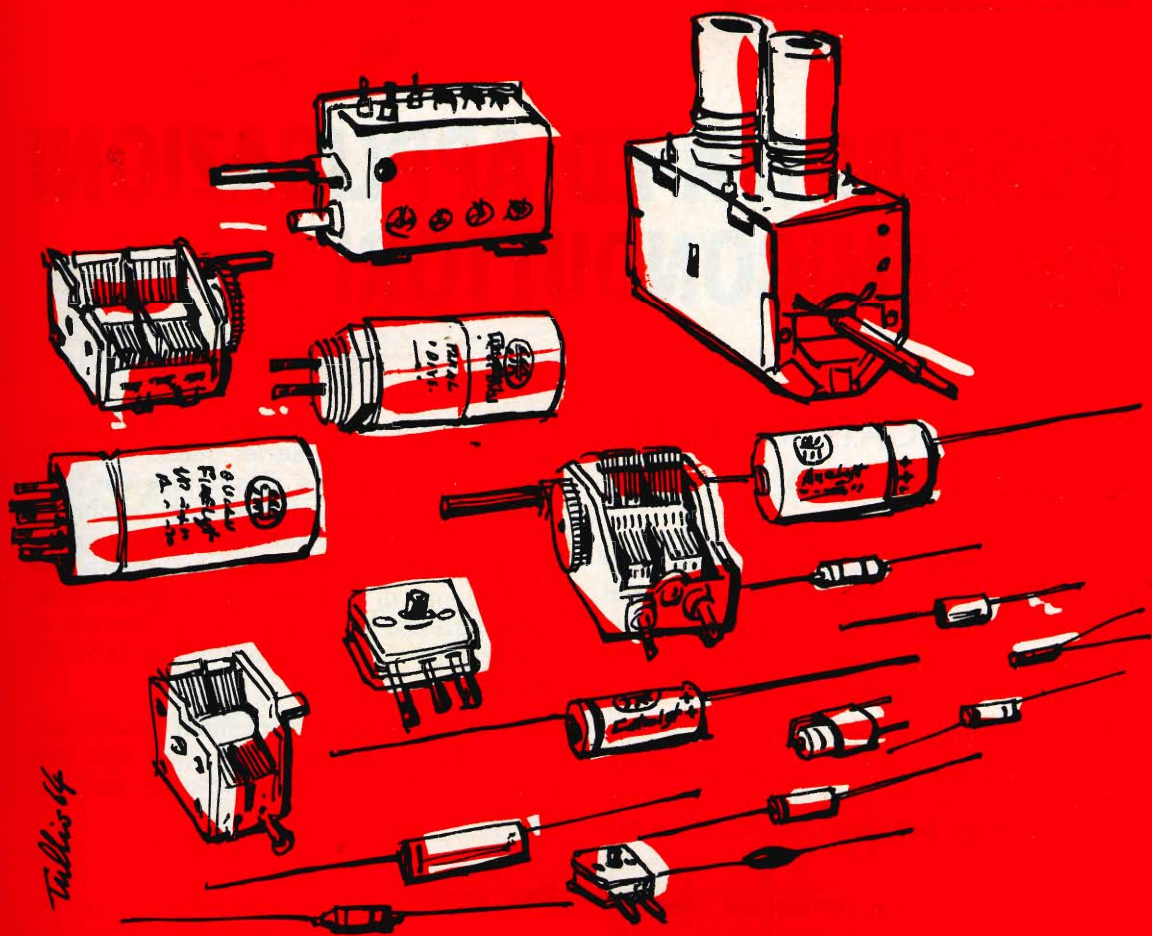
I RIVELATORI DI RADIAZIONI INFRAROSSE NEL CAMPO INDUSTRIALE E DELLA RICERCA

In molte apparecchiature impiegate nelle varie branche dell'industria non è difficile rilevare la presenza di uno o più tipi di rivelatori di radiazioni infrarosse prodotti dalla Philips. Queste apparecchiature rappresentano la punta più avanzata dello sviluppo tecnologico di ciascuna ditta e per questo motivo, per ragioni commerciali, non è possibile conoscerne i minuti particolari.

Ne citiamo qualcuno:

il pyroscan, un apparecchio realizzato dalle Smith Industries Ltd. il quale riproduce su una carta fac-simile elettrochimica una immagine bianco e nero che indica le zone di calore della pelle umana. In questa rappresentazione qualsiasi anormalità può essere rilevata a colpo d'occhio e può quindi servire come efficace mezzo diagnostico in un gran numero di situazioni patologiche.

un analizzatore di gas all'infrarosso a risposta rapida, realizzato dalla Grubb Parsons di Newcastle. Questo strumento è stato progettato per studiare i problemi riguardanti la respirazione e l'anestesia. La risposta eccezionalmente rapida di questo analizzatore permette di seguire con accuratezza il ciclo respiratorio. Sviluppato inizialmente per impieghi medicali, questo strumento ha trovato impiego anche in campo industriale.

L. C.

Continuiamo in questo numero la pubblicazione di studi e progetti, con relativi schemi e descrizioni, per dimostrare le molteplici possibilità di applicazione dei circuiti a semiconduttori.

POSSIBILITÀ ED APPLICAZIONI DEI SEMICONDUTTORI

1 AMPLIFICATORE HI-FI A 33 V DA 12 W

L'amplificatore descritto in fig. 1 è esclusivamente realizzato con transistor al silicio. La qualità di riproduzione dell'amplicatore corrisponde alle norme DIN 45500 (norme di alta fedeltà).

L'amplificatore si compone di un circuito di ingresso, ad alta resistenza, un prestadio ed uno stadio pilota a transistor complementari NPN-PNP tipo BC 107 e BC 177.

Nello stadio finale controfase vengono impiegati transistor di potenza al silicio NPN tipo BD 109.

L'amplificatore presenta una grande sicurezza di funzionamento poichè nei transistor degli stadi finali la dissipazione alle alte frequenze e alla sovramodulazione, sale in modo del tutto trascurabile.

Per la stabilizzazione della corrente di riposo vengono impiegati 4 diodi al silicio BA 103 collegati in serie; questi vengono montati sullo stesso dissipatore dei transistor finali e si ottiene così anche la necessaria compensazione di temperatura. La figura 2 mostra l'andamento del coefficiente di distorsione, in dipendenza della potenza di uscita; questo fattore di distorsione rimane sotto il limite dello 0,5 per cento.

I transistor degli stadi finali devono essere montati su un dissipatore con una resistenza termica di almeno 25 gradi/W per ogni transistor.

Dati tecnici

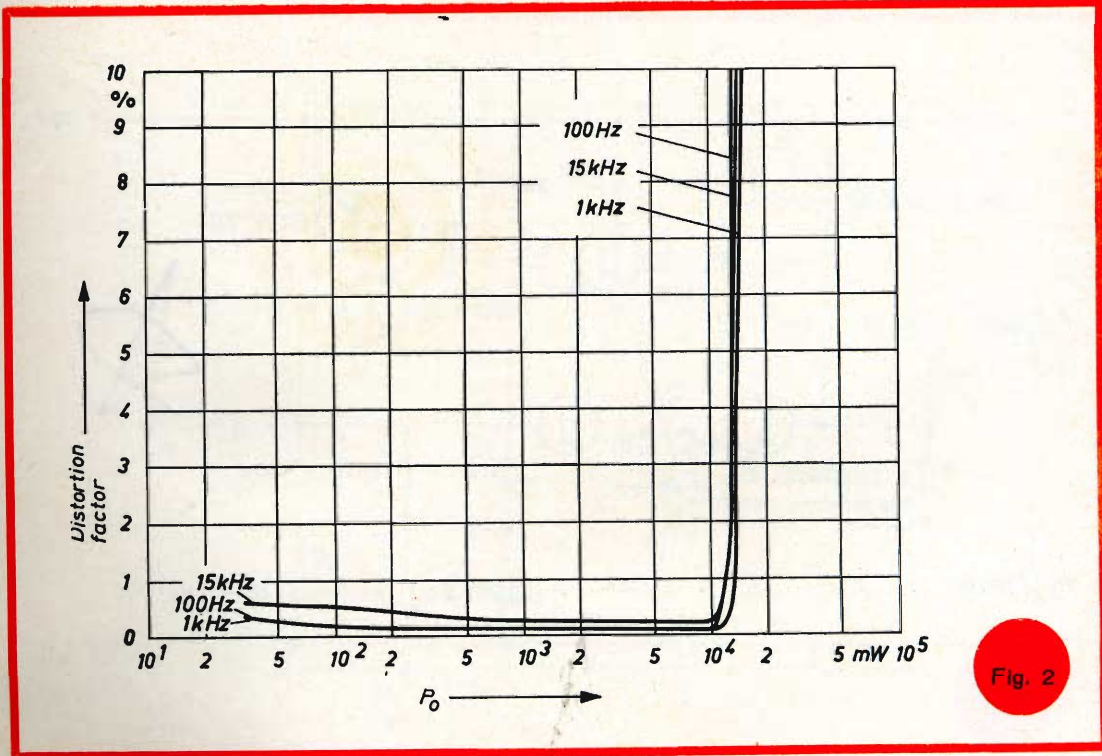
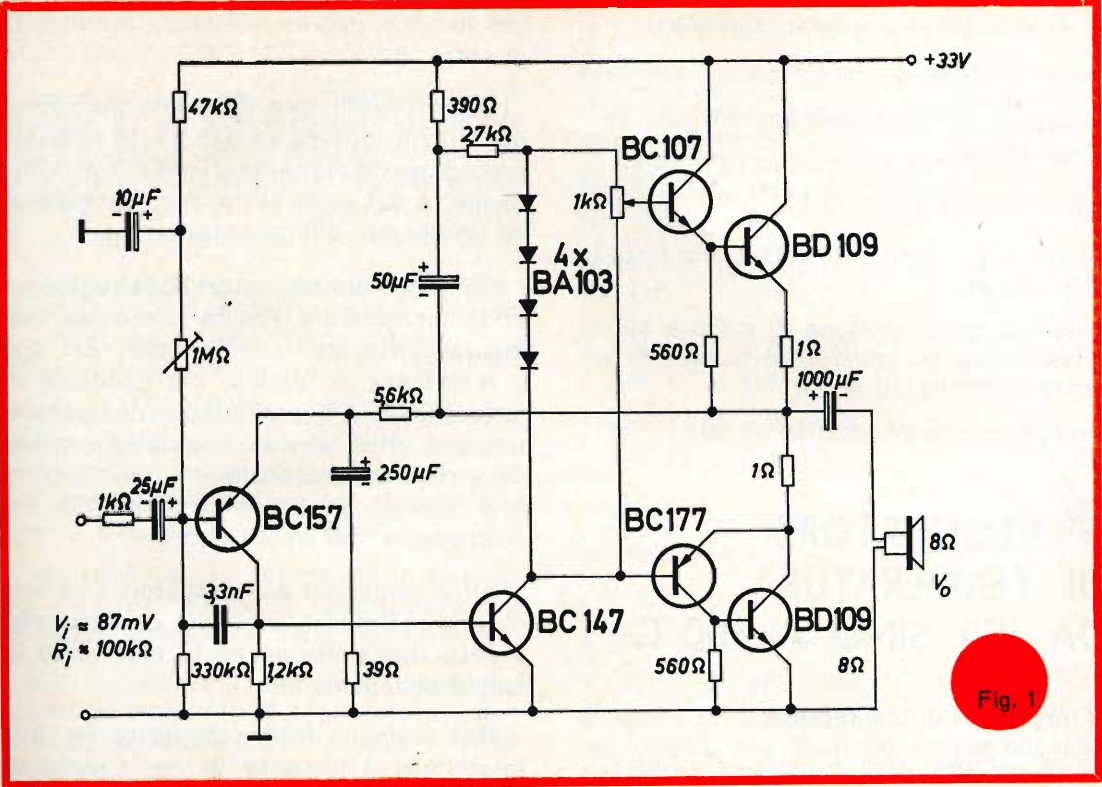
Tensione di alimentazione 33 V

Corrente di esercizio senza pilotaggio 25 mA

Corrente di esercizio per massima potenza di uscita 600 mA

Tensione di ingresso per la massima potenza di uscita (15 W) 87 mV

Fig. 1

Fig. 2

Resistenza di ingresso 100 kΩ

Potenza di uscita

con fattore di distorsione 1% 12,5 W

con fattore di distorsione 10% 15 W

Resistenza di carico 8 Ω

Campo di frequenza (3 dB) 27 Hz sino 47 kHz

Rapporto della tensione di rumore 50 dB (Resistenza del generatore 10 kΩ con potenza di uscita 50 mW)

Amplificazione di potenza 84 dB

2 REGOLATORE DI TEMPERATURA DA 150 SINO A 300 °C

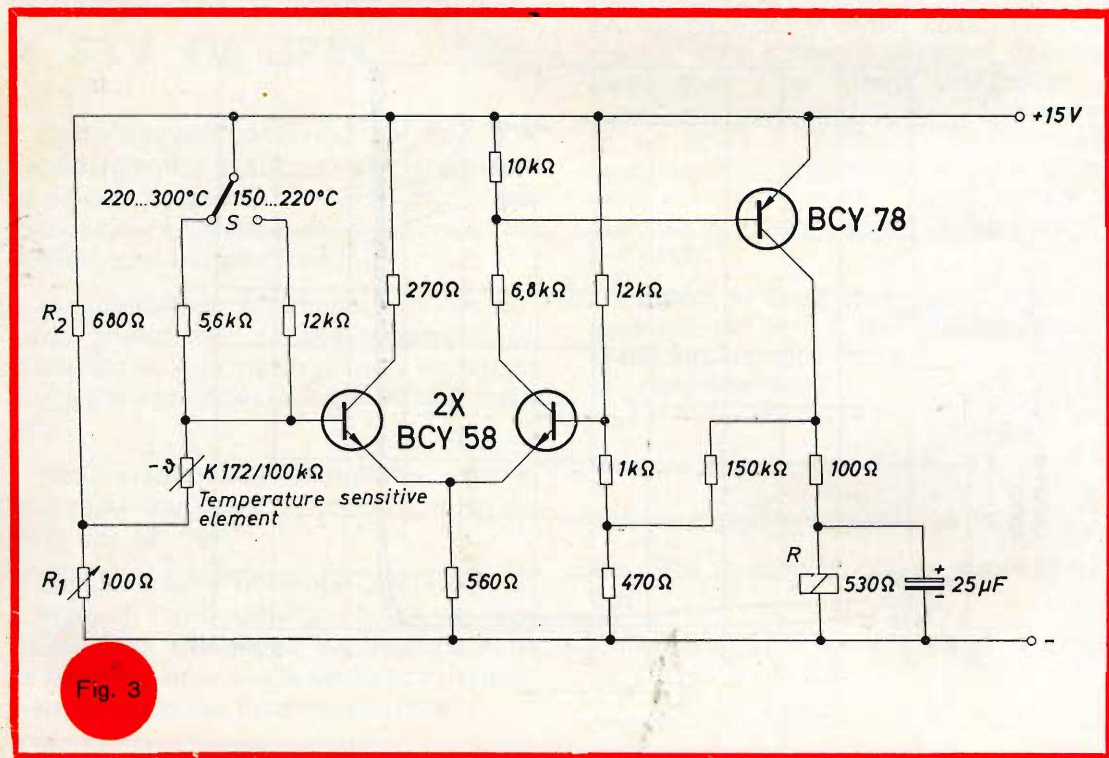
Regolatori di temperatura sino a 350 °C possono essere realizzati con il termistore tipo K 172, che si presenta come una piccola perla semiconduttrice incorporata, per fusione, nell'estremità di una fialetta di vetro.

Questo termistore offre una piccolissima inerzia termica (3 sec.) e lo speciale procedimento di preparazione e invecchiamento, a cui sono sottoposti. garantiscono un elevato affidamento.

L'impiego dei termistori nella regolazione di temperatura, risulta oltremodo vantaggioso, rispetto ai misuratori del tipo a resistenza di platino; ciò è dovuto al fatto che il loro coefficiente di temperatura è di circa 10 volte superiore a quello delle resistenze di platino. Si raggiungono così elevate precisioni e risparmio dei componenti nell'amplificatore.

Altro vantaggio dei termistori è la loro elevata resistenza nominale così che può essere trascurata anche la resistenza di lunghi collegamenti.

Nell'esempio dello schema di fig. 3 il termistore è inserito in un circuito a ponte.

Fig. 3

Nel ramo centrale del ponte è collegato un amplificatore differenziale.

Onde evitare che il termistore sia sottoposto ad un autoriscaldamento troppo elevato esso è collegato al ponte con una tensione di polarizzazione, che viene ricavata da un partitore di tensione, regolabile, composto dalle resistenze R1 e R2.

Tanto maggiore è il rapporto della tensione di polarizzazione, rispetto alla tensione al termistore, tanto minore è la precisione del regolatore.

Il valore della temperatura di commutazione viene regolato con il potenziamento R1, ed è diviso in due campi commutabili con il deviatore S da 150 sino a 220 °C. e da 220° sino a 300 °C.

Si ottiene così, con questa suddivisione dell'intero campo di temperatura, una maggiore precisione nella regolazione.

Non appena al termistore viene raggiunta la temperatura prefissata, si commuta l'amplificatore differenziale e conduce il transistor BCY 78 e il relé R viene attratto.

Dati tecnici:

Tensione di alimentazione 15 V

Campo di temperatura regolabile da 150 sino a 300 °C.

Temperatura ambiente ammissibile 0 sino 70 °C

Errore di temperatura del circuito (20 sino 50 °C)

a 150 °C	0,5 gradi
a 200 °C	0,8 gradi
a 250 °C	1,2 gradi
a 300 °C	2 gradi

Scarto fra inserzione e disinserzione del regolatore

a 150 °C	0,3 gradi
a 200 °C	0,5 gradi
a 250 °C	1,0 gradi
a 300 °C	2,5 gradi

Relé = microrelé tipo V23154 C0720 B104 = bobina 530 Ω.

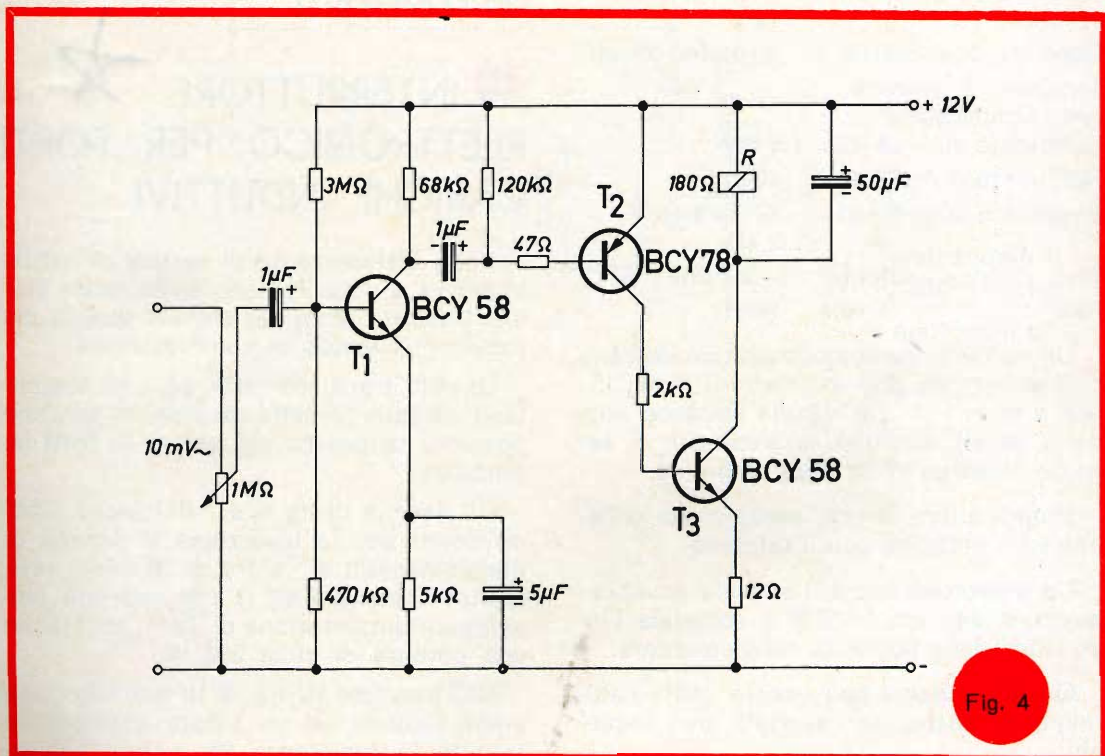



Fig. 4

3 AMPLIFICATORE DI COMMUTAZIONE PER SEGNALI A CORRENTE ALTERNATA

In figura 4 è illustrato un amplificatore di commutazione comandato all'ingresso da un segnale a corrente alternata. Il segnale di ingresso viene amplificato dal transistor T1, che lavora in classe A, e riportato, tramite un condensatore, sui transistor complementari T2 e T3.

Dato che questi lavorano in classe B vengono amplificate solo le semionde negative.

Il condensatore in parallelo al relé provvede al livellamento del segnale di uscita.

La sensibilità della commutazione può venire regolata col potenziometro esistente all'ingresso.

Dati tecnici

Tensione di alimentazione	12 V
Corrente di esercizio	0,14 sino 25 mA
Tensione di ingresso per temperatura	
ambiente di + 25 °C	8 mV
ambiente di — 25 °C	10 mV
Frequenza di impiego	40 Hz sino a 2 kHz
Temperatura ambiente	—20 sino+60°C
Resistenza bobina relé	180 Ω

Un esempio di impiego pratico dell'amplificatore suddetto è illustrato in fig. 5., per il collegamento di una seconda suoneria di un telefono, e trasferire il segnale acustico in un altro ambiente.

Il dispositivo lavora, senza alcun collegamento elettrico con il telefono.

Un microfono capta il segnale acustico, questo viene amplificato e comanda l'inserzione della suoneria supplementare.

Questo schema può essere usato naturalmente anche per svariati altri impieghi.

Nel caso di comando di dispositivi in cui necessita un relé in uscita, questo può venire inserito nel circuito di collettore del transistor T3, come è indicato, nello schema di fig. 5, con linea tratteggiata.

Dato che il circuito può venire alimentato con una batteria, è stato curato che l'assorbimento di corrente fosse minimo. Unicamente il primo stadio lavora in classe A, tutti gli altri in classe B, pertanto in condizioni di riposo assorbono una piccola corrente.

Come sorgente di segnale viene impiegato un microfono a cristallo. Col potenziometro all'ingresso la sensibilità può venire regolata in modo che altri rumori vicini non possono far funzionare l'amplificatore.

Dati tecnici

Tensione di alimentazione	3 (3,5 sino 9) V
Corrente di esercizio (a 6 V)	130 μA/480 mA
Tensione di ingresso	8 mV
Frequenza limite (3 dB)	11 kHz
Relé R = Microrelé N/V 23154-C0715-B104	

4 INTERRUTTORE ELETTRONICO PER FORTI CARICHI INDUTTIVI

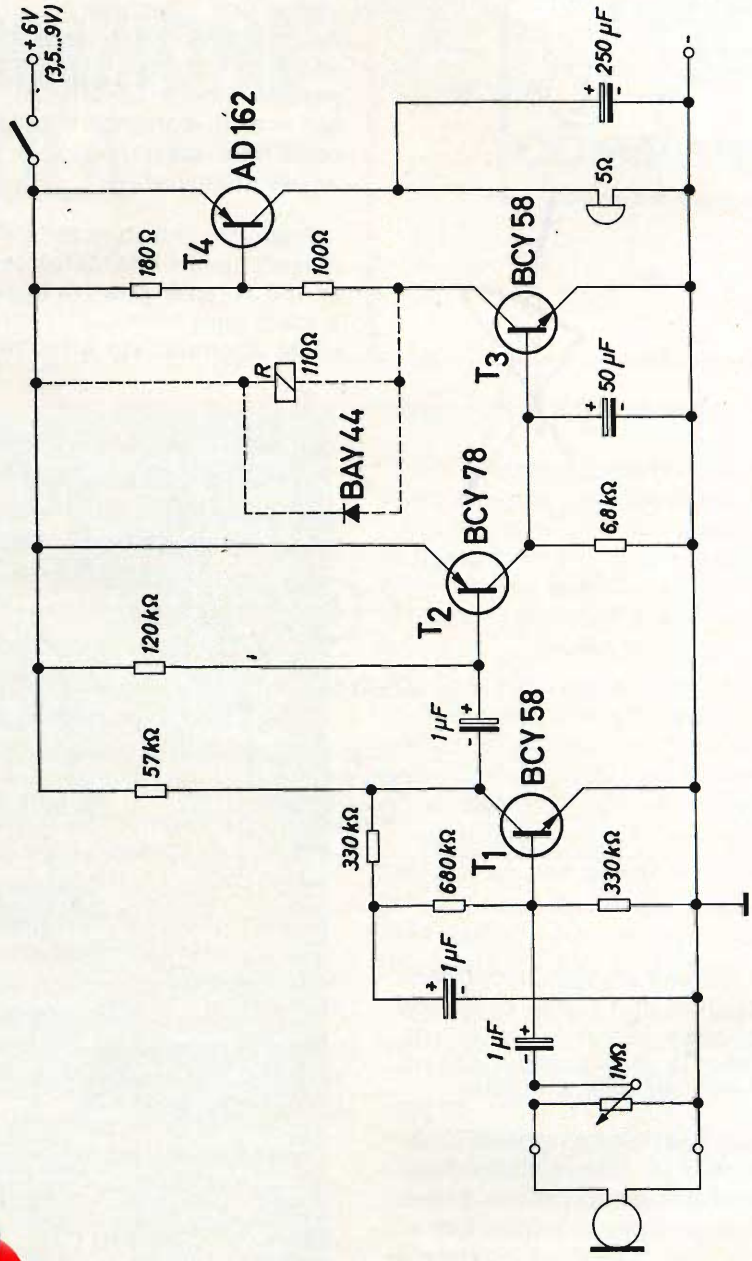
Nella disinserzione di carichi di natura induttiva si manifestano delle extra tensioni indotte tanto più elevate quanto più rapido è il tempo di commutazione.

Usando transistor BUY 28, che sopportano elevate tensioni inverse, si rendono possibili commutazioni veloci di forti induttanze.

Gli esempi di fig. 6 e 7 illustrano schemi adatti per la inserzione di bobine di elettromagneti di valore di 38 mH e resistenza Ohmica 2,88 Ω che, ad una tensione di alimentazione di 24 V, assorbono una potenza di circa 200 W.

Nell'esempio di fig. 6 la extratensione viene limitata ad un valore ammissibile tramite la resistenza Rp, valore che ri-

+6V
(3,5...9V)
AD 162
T4
180 Ω
100Ω
R
110Ω
BAY 44
BCY 58
T3
250 µF
5Ω
50 µF
6,8 kΩ
BCY 78
T2
120 kΩ
1 µF
57 kΩ
BCY 58
T1
330 kΩ
680 kΩ
330 kΩ
1 µF
1 µF
1MΩ
Fig. 5

Fig. 6

mane al di sotto del limite di sicurezza del transistor BUY 28. Il valore massimo della tensione collettore-emettitore (con (R_{BE} = 100 Ω) del transistor BUY 28 è di 420 V.

Data l'elevata tensione che questo transistor può sopportare, può essere eliminato il diodo che normalmente viene inserito in serie alla resistenza, questa deve essere dimensionata in modo che l'assorbimento di corrente supplementare, nelle condizioni stazionarie, sia limitato ad un valore trascurabile.

Dato che il transistor BUY 28 viene sufficientemente interdetto con la resistenza di 100 Ω, collegata fra base e emettitore, è stato pure eliminato il diodo che spesso viene aggiunto sul circuito di emettitore.

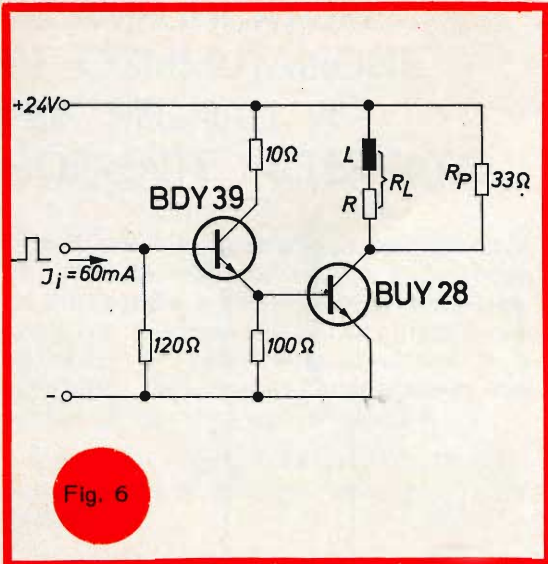
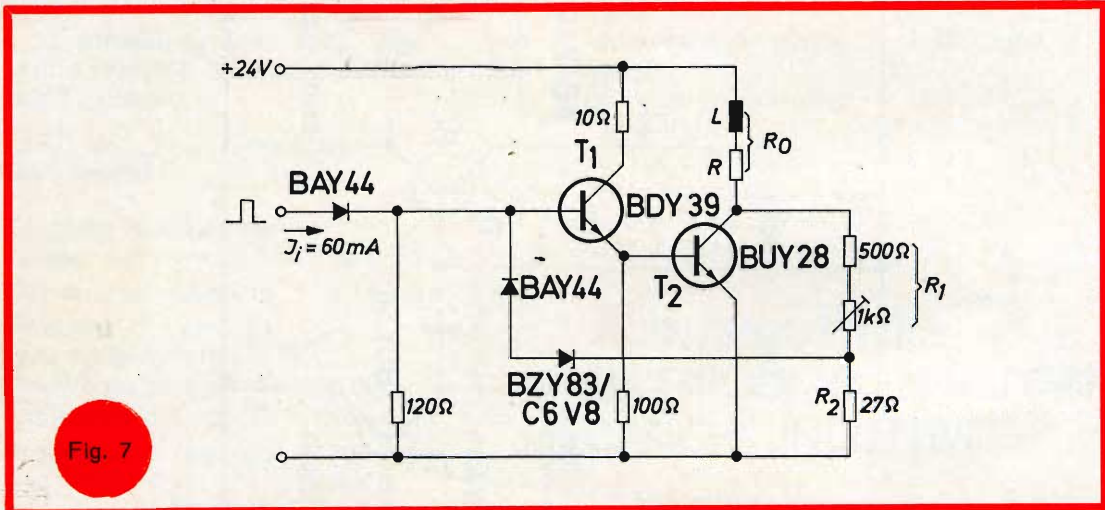



Fig. 7

Con questo schema si raggiungono tempi di commutazione di 1,5 ms, definendo questo tempo come quello in cui la corrente, attraverso la induttanza, viene ridotta a un quarto del valore iniziale.

Tempi più brevi di caduta possono essere raggiunti se la tensione indotta viene limitata al transistor con un diodo Zener. di fig. 7. ove con un circuito particolare si rende possibile l'impiego di uno Zener a piccola dissipazione.

Tramite il partitore di tensione R1/R2 parte della tensione inversa, applicata al transistor di commutazione viene riportata, attraverso il diodo Zener, al transistor pilota.

Con il potenziometro del partitore di tensione (R1) può venire regolata, al valore esatto, la extratensione ammissibile.

Poiché esiste un diretto rapporto fra valore di extratensione e tempo di commutazione, può essere determinato anche il valore del tempo di commutazione.

Nella realizzazione sperimentale descritta esso è stato misurato in 0,8 ms.

Estratto dalla pubblicazione « Halbleiter-Schaltbeispiele 1968 » della Siemens Aktiengesellschaft.

IMPIEGO DEL TRANSISTOR A GIUNZIONE SINGOLA NUOVE IDEE

CARATTERISTICHE DEI COMPONENTI

Parte Prima

Già in altre occasioni, su queste stesse pagine, ci siamo occupati delle applicazioni dei transistor a giunzione singola, enunciandone i principi di funzionamento e le caratteristiche principali: questa volta — tuttavia — dopo una breve ricapitolazione dei principi che ne governano il funzionamento, intendiamo descrivere alcuni circuiti nei quali questo tipo di semiconduttore si rivela particolarmente utile, riportati da Radio-Electronics. Vedremo infatti che — oltre che per la realizzazione di semplici oscillatori per esercitazioni con l'alfabeto Morse, e di circuiti ad impulsi per eccitare rettificatori controllati al silicio — questo tipo di transistor si presta assai bene per la realizzazione di oscillatori a larga banda e ad alta stabilità, nonché di circuiti per la produzione di vari tipi di forme d'onda, di convertitori di segnali dal sistema analogico a quello numerico, di divisori di frequenza, e di altre numerose applicazioni.

I PRINCIPI FONDAMENTALI

Il transistor a giunzione singola è sostanzialmente un dispositivo assai semplice, come si può constatare osservando la **figura 1.** In **A** è rappresentato il suo simbolo grafico, nel quale si osserva che al cristallo semiconduttore fanno capo tre elettrodi, e precisamente un emettitore e due basi contrassegnate coi numero 1 e 2. In **B** è schematizzata la struttura del cristallo semiconduttore: in questa sezione della figura si nota che l'emettitore fa capo ad una regione del cristallo costituita da materiale di tipo « p », mentre le due basi di cui una **positiva** ed una **negativa,** fanno capo alla massa del cristallo di silicio di tipo « n », in due punti situati alle estremità di uno degli assi del cristallo.

Ciò che appare subito evidente osservando le sezioni A e B della figura 1 è che tra l'emettitore e la base 2, come pure tra l'emettitore e la base 1, si verifica il passaggio tra una regione di tipo « p » ed una regione di tipo « n »: ciò significa che tra l'emettitore ed una qualsiasi delle due basi esiste una giunzione che può agire da **cristallo rettificatore,** ossia che presenta una resistenza di conduzione maggiore in un senso che non nell'altro. Ciò non sussiste — invece — tra le due basi, facenti capo entrambe alla massa omogenea di

silicio di tipo « n »: di conseguenza, una corrente che venga fatta passare dalla base 1 alla base 2 o viceversa incontra semplicemente un valore resistivo dovuto alla resistenza intrinseca del cristallo, senza variazione di questo valore resistivo a seconda del senso di scorrimento della corrente.

La resistenza presente tra le due basi è — ripetiamo — quella tipica della barretta di silicio, e viene identificata dal simbolo R_{BB}. Normalmente, il valore di questa resistenza è compreso tra 4.000 e 12.000 Ω, a seconda delle dimensioni e dello spessore del cristallo. Come già si è detto, la resistenza tra le due basi è la medesima,

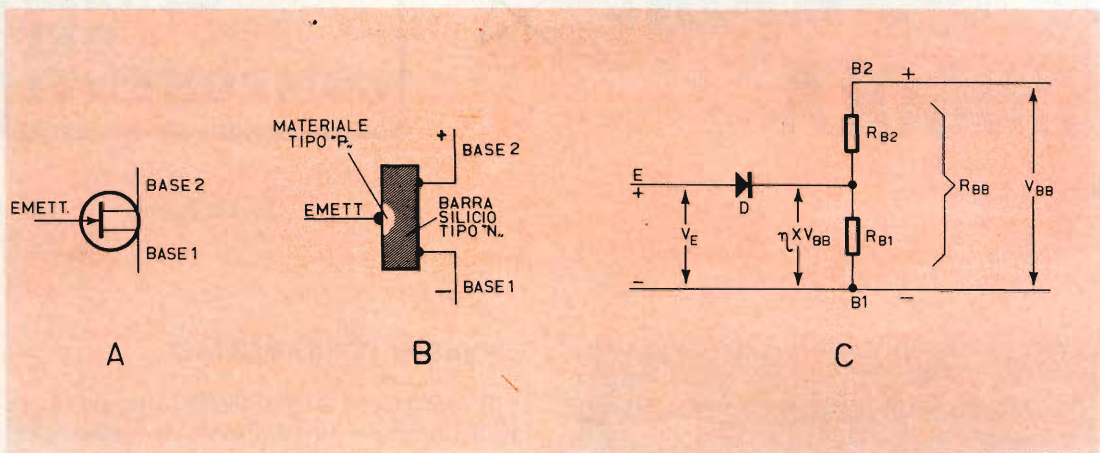



Fig. 1 - A rappresenta il simbolo grafico normalmente usato per indicare un transistore a giunzione singola negli schemi elettrici: B ne illustra la struttura interna, mettendo in evidenza l'unica giunzione che esiste tra il collegamento di emettitore ed il cristallo di silicio tipo « n » al quale fanno capo le due basi, di cui una positiva ed una negativa. C rappresenta il circuito equivalente, e mette in evidenza le grandezze in gioco ed i rapporti che sussistono tra la tensione di ingresso e la tensione di uscita.

indipendentemente dal fatto che la corrente scorra dalla base 1 alla base 2 o viceversa.

La sezione **C** della figura 1 illustra il circuito equivalente del transistor a giunzione singola: in essa si nota che in serie all'emettitore (contraddistinto dalla lettera E) qualsiasi corrente che scorra incontra un dispositivo di rettificazione, rappresentato dal diodo D. Oltre il diodo, l'emettitore fa capo ad un punto intermedio tra i valori R_{B2} ed R_{B1}. Queste due resistenze rappresentano i valori resistivi compresi tra la giunzione di emettitore e le singole basi: tra queste due, è presente la resistenza totale $R_{B1} + R_{B2}$, pari ad R_{BB}.

In pratica, la base 2 viene collegata ad una tensione positiva, mentre la base 1 viene collegata a massa, oppure al lato negativo dell'alimentazione. Di conseguenza, R_{BB} agisce come un semplice partitore di tensione caratterizzato da un gradiente che varia da un massimo in corrispondenza della base 2, a zero in corrispondenza della base 1.

Dal momento che la giunzione di emettitore si trova in un determinato punto compreso tra la base 1 e la base 2, una parte della tensione applicata si presenta anche fra la giunzione di emettitore e la base 1. Questa frazione della tensione applicata rappresenta il parametro di maggiore importanza nei confronti delle caratteristiche di funzionamento di un transistor a giunzione singola, e viene contraddistinta col termine di rapporto intrinseco di stasi, ossia dalla lettera greca « η ». Il valore di questo parametro è in genere compreso tra 0,45 e 0,8.

Nel circuito equivalente della figura 1-C,

si può notare che quando una tensione esterna (V_{BB}) viene applicata tra la base 1 e la base 2, ai capi della sezione di resistenza interna R_{B1} si presenta una tensione pari a « η » volte V_{BB}.

Ciò premesso, se si applica una tensione di ingresso positiva (V_E) tra l'emettitore e la base 1, e se questa tensione ha un valore inferiore a « η » volte V_{BB}, il diodo D risulta polarizzato in senso inverso, per cui non si ha alcun passaggio di corrente verso la base 1. In queste condizioni — quindi — il circuito di ingresso facente capo all'emettitore presenta una impedenza assai elevata. Tale impedenza corrisponde a quella del diodo al silicio polarizzato in senso inverso, ed ha un valore tipico dell'ordine di diversi MΩ.

Quando invece il valore di V_E viene aumentato fino a diventare maggiore di « η » volte V_{BB}, è inevitabile che si raggiunga un punto in corrispondenza del quale il diodo D risulta polarizzato in senso diretto, per cui ha inizio il passaggio di una certa intensità di corrente tra l'emettitore e la base 1. Questa corrente è costituita in prevalenza da portatori minoritari iniettati nella barretta di silicio.

I suddetti portatori si spostano verso la base 1, provocando una diminuzione nel valore effettivo della resistenza R_{B1}. Questa diminuzione di resistenza fa sì che la polarizzazione diretta di D aumenti, provocando un aumento corrispondente dell'intensità della corrente, il che — a sua volta diminuisce ulteriormente il valore di R_{B1}. Si verifica quindi un fenomeno reattivo di natura positiva, per cui l'impedenza dell'ingresso di emettitore diminuisce, fino a raggiungere valori minimi dell'ordine di 20 Ω.

Questi sono i motivi per i quali il transistor a giunzione singola può essere considerato come un commutatore azionabile mediante impulsi di tensione. Il valore preciso della tensione di eccitazione in corrispondenza del quale si verifica la commutazione viene denominato tensione del punto di picco (V_P), e può essere espresso mediante la formula

$$V_P = \eta \times V_{BB} + V_D$$

nella quale V_D rapresenta la caduta di tensione per polarizzazione in senso diretto del diodo di emettitore (di solito pari approssimativamente a 600 mV).

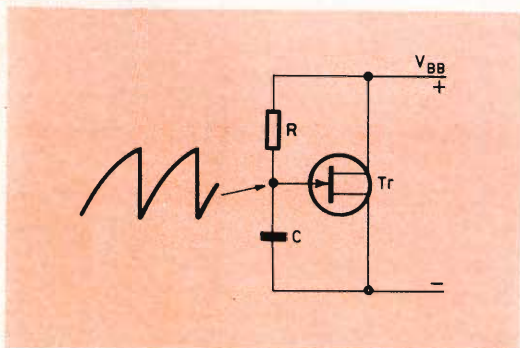



Fig. 2 - Circuito fondamentale del generatore di tensioni a dente di sega, realizzato con l'impiego di un transistore a giunzione singola. Le oscillazioni sono dovute ai procedimenti successivi di carica e scarica della capacità C, tramite la resistenza R. La capacità si scarica quando la giunzione emettitore-base del transistore a giunzione singola entra in stato di conduzione. La frequenza delle oscillazioni dipende naturalmente dalla costante di tempo CR.

IMPIEGHI PRATICI

Una delle applicazioni più comuni del transistor a giunzione singola consiste nella realizzazione del circuito oscillatore del tipo a rilassamento, il cui principio è illustrato alla **figura 2.** Quando la tensione di alimentazione viene applicata tra le due basi con la polarità indicata, la capacità C si carica secondo una curva esponenziale, tendendo ad assumere tra le sue armature il potenziale V_{BB}, attraverso la resistenza R: tuttavia, non appena il potenziale presente ai capi della capacità raggiunge il valore V_P, la giunzione di emettitore entra improvvisamente in stato di conduzione, per cui la capacità C si scarica rapidamente proprio attraverso il circuito di emettitore.

Non appena C si è scaricato completamente, il transistor a giunzione singola risulta nuovamente in stato di interdizione, per cui la suddetta capacità ricomincia a

caricarsi, ed il procedimento si ripete. Tra l'emettitore e la massa si produce quindi una tensione a dente di sega avente l'andamento illustrato, la cui frequenza dipende ovviamente dai valori di R e di C, che ne stabiliscono la costante di tempo.

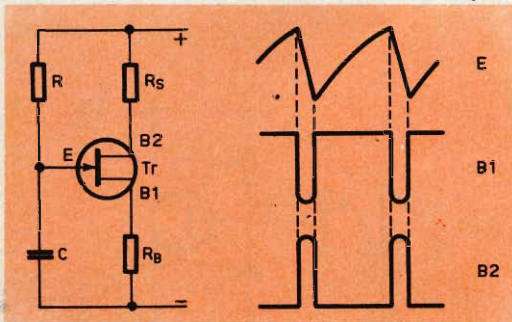



Fig. 3 - Altro esempio di generatore ad oscillazioni a dente di sega, nel quale l'aggiunta della resistenza stabilizzatrice R_S e della resistenza R_B in serie alla base 1 consente contemporaneamente una maggiore stabilità termica, e la disponibilità di due tipi di impulsi di uscita, simmetrici e di fase opposta.

In questo circuito particolare, la fase finale della commutazione si verifica durante ciascun ciclo, quando la corrente di scarica della capacità si riduce fino a quello che viene comunemente definito come corrente del punto di avvallamento (I_V), avente di solito un valore pari a diversi mA. Sappiamo però che occorre una intensità minima di corrente per iniziare la fase di commutazione: tale valore è noto come corrente di emettitore dal punto di picco (I_P), avente di solito un valore di diversi microampère.

La frequenza di funzionamento del circuito descritto può essere calcolata con buona approssimazione mediante la formula

$$f = 1 : CR$$

ed è virtualmente indipendente dal valore della tensione di alimentazione: infatti, è possibile constatare in pratica che una eventuale variazione del 10% in più o in meno della tensione di alimentazione determina una variazione nel valore della frequenza delle oscillazioni inferiore all'1%.

Il valore effettivo della resistenza R può variare da un minimo di circa 3.000 Ω ad un massimo di circa 500.000 Ω. Da ciò è facile intuire una prerogativa assai interessante di questo circuito, consistente nel fatto che col transistor a giunzione singola è possibile realizzare un oscillatore del tipo a rilassamento, ossia in grado di produrre una tensione alternata a dente di sega, in una gamma di frequenze avente una estensione tra il valore minimo ed il valore massimo compresa tra 100 e 1, impiegando una sola resistenza variabile. Naturalmente, servendosi di un'unica resistenza variabile, ossia sostituendo un potenziometro ad R, e prevedendo la possibilità di inserire vari valori capacitivi al posto di C, con l'aiuto di un apposito commutatore, è altrettanto intuitivo che è possibile realizzare un oscillatore di questo tipo in grado di coprire una vasta gamma di frequenze, suddivise in varie portate ad estremità sovrapposte.

Per quanto riguarda la stabilità ottenibile con un generatore del tipo illustrato, anch'essa risulta assai soddisfacente, in quanto è dell'ordine dello 0,04% per °C. Ciò significa che per ogni variazione di un °C, in più o in meno, la frequenza varia soltanto dello 0,04%, e che quindi — con una variazione della temperatura di ± 10 °C, la variazione della frequenza è pari allo 0,4%. La causa principale della suddetta variazione di frequenza, per quanto trascurabile essa sia, risiede nel fatto che il valore V_D varia con la temperatura, di un ammontare pari a — 2 mV/°C. Indipendentemente da ciò, nei casi nei quali si desidera ottenere una stabilità di frequenza ancora maggiore, questo risultato particolare può essere conseguito collegando una coppia di diodi in serie alla base 2, oppure collegando una resistenza stabilizzatrice (R_S) nello stesso luogo, così come si osserva alla **figura 3,** a fianco del cui circuito sono illustrate le forme d'onda degli impulsi disponibili ai capi della capacità C (ossia sull'emettitore), nonché sulle due basi B1 e B2.

La resistenza presente tra le due basi in un transistor a giunzione singola aumenta approssimativamente dello 0,8% per °C,

per cui la diminuzione del valore di V_P (con l'aumentare della temperatura) può essere compensata facendo in modo che la tensione presente sulla base 2 aumenti a seguito della variazione dell'effetto di divisione di tensione dovuto alle caratteristiche intrinseche della resistenza stabilizzatrice R_S, nei confronti del partitore che essa costituisce con la stessa resistenza presente tra le basi. Sotto questo aspetto, il valore corretto di R_S può essere calcolato mediante la seguente formula:

$$R_S = \frac{0{,}7\, R_{BB}}{\eta\, V_{BB}} + \frac{(1 - \eta)\, R_B}{\eta}$$

nella quale R_B rappresenta la resistenza del carico esterno (se presente) collegata in serie alla base 1. Occorre però considerare che — nella maggior parte dei casi — il valore esatto di R_S non riveste carattere di eccessiva importanza.

In alcuni circuiti, R_B viene collegata tra la base 1 e la massa, così come si osserva alla citata figura 3, sia per controllare il tempo durante il quale la capacità C si scarica, sia per rendere disponibile un impulso di uscita di polarità positiva durante il periodo di scarica. Oltre a ciò, risulta disponibile anche un impulso variabile in senso negativo, ai capi della resistenza R_S, di cui è possibile usufruire — se necessario — nei medesimi istanti.

Il tipo di transistor a giunzione singola usato nei circuiti illustrati alle figure 2

VALORI TIPICI	
R_1 3,3 kΩ	P 500 kΩ
R_2 470 Ω	C 0,1 μF
R_3 100 Ω	Tr 2N2646

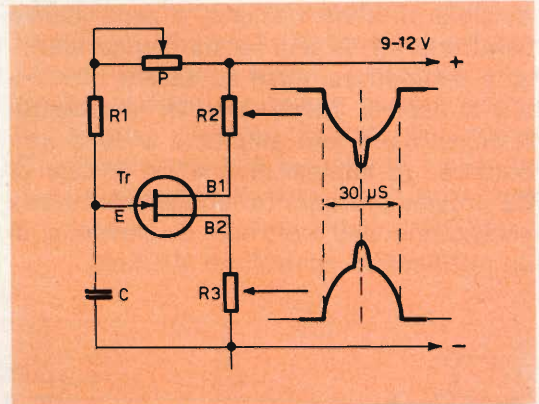



Fig. 4 - Esempio di generatore di impulsi a larga banda, nel quale è possibile esplorare una determinata gamma di frequenze, i cui estremi dipendono dal valore di C1, facendo ruotare il cursore del potenziometro P. I due grafici a destra rappresentano la forma d'onda simmetrica e di fase opposta degli impulsi disponibili rispettivamente ai capi di R2 e di R3.

e 3, nonché nei circuiti che descriveremo più avanti, è contraddistinto dalla sigla 2N2646, avente le seguenti caratteristiche:

Tensione massima inversa di emettitore	30 V
Massima tensione tra le basi	35 V
Corrente di picco di emettitore	2 A
Valore efficace corrente emettitore	50 mA
Massima dissipazione di potenza	300 mW
Rapporto intrinseco di stasi (η)	0,56-0,75
Resistenza tra le basi (R_{BB})	4.700-9.100 Ω
Valore massimo di I_P:	
tipo General Electric	5 μA
tipo Motorola	25 μA
Valore minimo di I_V	4 mA

Analogamente al circuito precedentemente illustrato, il generatore di cui alla **figura 4** fornisce impulsi di notevole ampiezza e variabili in senso negativo, che risultano disponibili ai capi di R2, nonché impulsi variabili in senso positivo, che risultano disponibili ai capi di R3. Entrambi i tipi di impulsi presentano un'ampiezza pari approssimativamente alla metà della tensione di alimentazione, e sono inoltre caratterizzati da una forma d'onda identica e simmetrica, oltre ad essere disponibili ai capi di bassi valori di impedenza. A causa della loro ampiezza e della loro polarità, gli impulsi disponibili ai capi di R2 presentano caratteristiche adatte alla eccitazione dell'elettrodo di controllo di un rettificatore controllato al silicio.

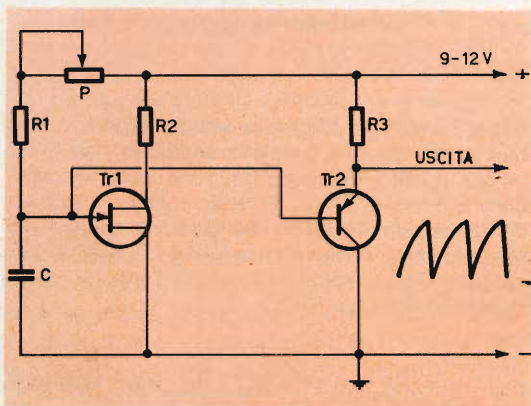



Fig. 5 - Altro circuito per la produzione di impulsi a dente di sega, impiegante un secondo transistor di amplificazione del tipo « p-n-p », onde ottenere una impedenza di uscita dell'ordine di 10.000 Ω. Gli impulsi che pilotano la base di Tr2 vengono prelevati direttamente dall'emettitore di Tr1.

VALORI TIPICI

R_1	3,3 kΩ	C	0,1 µF
R_2	470 Ω	Tr1	2N2646
R_3	10 kΩ	Tr2	2N3702
P	500 kΩ		o AC128

Adottando per i componenti del circuito di figura 4 i valori elencati, la larghezza degli impulsi assume un valore costante pari approssimativamente a 30 µs, entro la gamma di frequenze compresa tra 25 e 3.000 Hz, esplorabile per intero variando la posizione del cursore del potenziometro P. Tuttavia, la larghezza degli impulsi e la gamma di frequenza possono essere variate semplicemente variando il valore della capacità C. Se questo valore viene ridotto alla decima parte (vale a dire viene portato a 0,01 µF anziché 0,1), si riduce la larghezza degli impulsi ad un decimo (vale a dire a circa 3 µs), mentre la gamma di frequenza viene moltiplicata per 10, e risulta pertanto compresa tra 250 e 30.000 Hz.

La capacità C può variare da circa 100 pf a 1.000 µF: da ciò è facile intuire l'enorme estensione della gamma di frequenze entro la quale questo tipo di generatore è in grado di funzionare.

Naturalmente, in corrispondenza dell'emettitore, vale a dire ai capi della capacità sottoposta alle cariche e scariche successive, è disponibile una tensione avente la forma caratteristica a dente di sega: tuttavia, questi segnali sono presenti ai capi di un circuito avente un'impedenza assai elevata, per cui le condizioni di sfruttamento a seguito della loro applicazione ad altri circuiti esterni sono piuttosto critiche.

Generatore di impulsi a dente di sega a larga banda

Nel circuito illustrato alla **figura 5** è possibile osservare che i segnali a dente di sega disponibili sull'emettitore di Tr1 vengono applicati allo stadio ad accoppiamento di emettitore Tr2. Di conseguenza, gli stessi segnali a dente di sega si presentano sull'emettitore di Tr2, ai capi di un'impedenza avente il valore approssimativo di 10.000 Ω.

L'accoppiamento di uscita può essere realizzato sia direttamente, sia tramite una capacità, nei confronti di un carico esterno avente il valore di 10.000 Ω o maggiore, senza apportare alterazioni apprezzabili agli effetti della forma d'onda e della frequenza dei segnali prodotti.

La gamma di frequenze è compresa approssimativamente tra 20 e 3.000 Hz con i

valori elencati, per cui l'estensione della gamma presenta un rapporto maggiore di 100 a 1 tramite il potenziometro P. Se si desidera ottenere una gamma più limitata, è sufficiente ridurre il valore di P. La frequenza di funzionamento — inoltre — può variare tra meno di un ciclo al minuto (0,017 Hz minimo) ad oltre 100 kHz, scegliendo opportunamente il valore di C.

Nell'eventualità che si desideri ottenere un'impedenza di uscita avente un valore inferiore a 10.000 Ω, basta collegare un secondo stadio ad accoppiamento di emettitore, avente un carico di emettitore del valore di 2.700 Ω, al circuito di emettitore di Tr2.

Generatore a dente di sega a caratteristica lineare

Il generatore di segnali a dente di sega del tipo sino ad ora considerato funziona secondo un andamento **esponenziale**, e quindi **non lineare**. Tuttavia, esistono dei casi particolari — come ad esempio la produzione di oscillazioni a dente di sega necessarie in un oscilloscopio a raggi catodici per ottenere la deflessione orizzontale — nei quali i segnali a dente di sega devono presentare buone caratteristiche di linearità. Questo risultato particolare può essere ottenuto facendo in modo che il condensatore il cui valore interviene

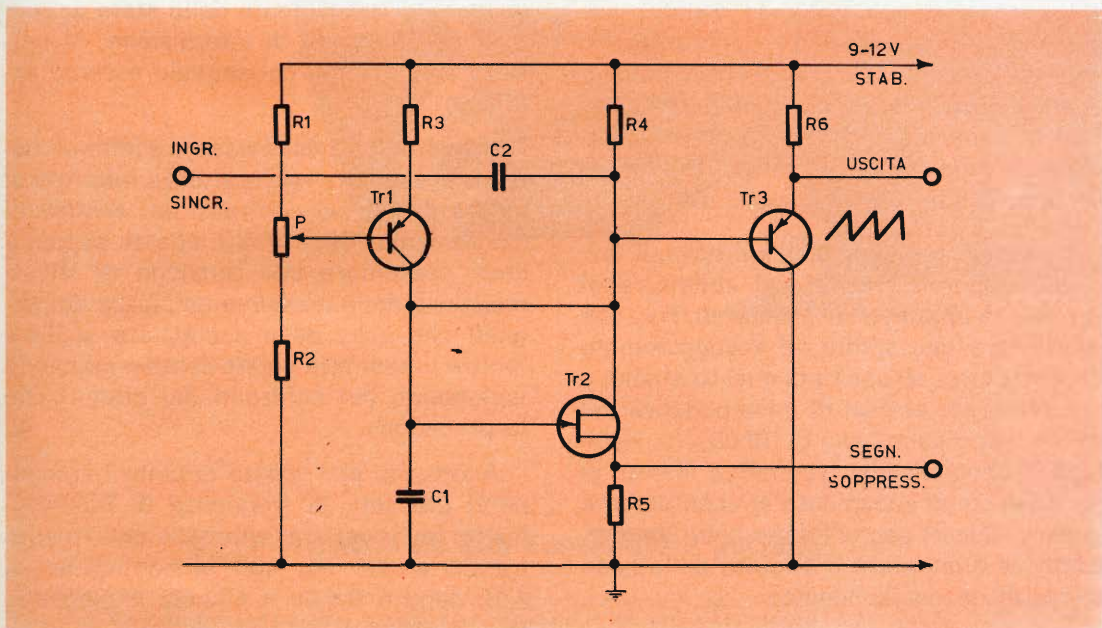



Fig. 6 - Circuito di un generatore di tensione alternata a dente di sega comprendente un dispositivo particolare per rendere perfettamente lineare il tratto in salita di ciascun impulso. I segnali acquistano quindi la forma adatta a pilotare l'amplificatore di deflessione orizzontale in un oscilloscopio a raggi catodici. I segnali disponibili ai capi di R5, a causa delle loro caratteristiche di polarità e di ampiezza, possono essere sfruttati per ottenere la soppressione della ritraccia.

agli effetti della costante di tempo si carichi attraverso una sorgente a corrente costante, come nel caso illustrato alla **figura 6.** In questo circuito, TR1 agisce da stadio amplificatore, provvisto di una resistenza di emettitore R3 del valore di 10.000 Ω. La relativa corrente di collettore provvede a caricare la capacità C1, che interviene agli effetti della costante di tempo.

La corrente di emettitore di Tr1 — e di conseguenza la corrente di collettore e la corrente di carica di C1 — dipendono unicamente dalla posizione del potenziome-

VALORI TIPICI					
R_1	1,5 kΩ	R_5	100 Ω	C2	Vedi testo
R_2	12 kΩ	R_6	10 kΩ	Tr1	2N3702 o AC128
R_3	10 kΩ	P	5 kΩ	Tr2	2N2646
R_4	470 Ω	C1	0,1 μF	Tr3	2N3702 o AC128

tro P, mentre sono del tutto indipendenti dalla tensione di collettore applicata a Tr1. La corrente che carica C1 risulta quindi costante, per cui la capacità si carica secondo una variazione lineare, fino a raggiungere tra le sue armature la differenza di potenziale necessaria per determinare l'effetto di commutazione nel transistor a giunzione singola, Tr2. In quell'istante, ossia non appena Tr2 entra in stato di conduzione, la capacità C1 si scarica rapidamente, dopo di che il ciclo ricomincia.

Il segnale prelevato dall'emittore di Tr2, e contemporaneamente dal collettore di Tr1, viene applicato alla base di Tr3, che costituisce uno stadio ad accoppiamento di emettitore: all'uscita di questo stadio, e precisamente ai capi di un'impedenza del valore approssimativo di 10.000 Ω, risultano disponibili dei segnali a dente di sega aventi un andamento eminentemente lineare. Questi segnali sono naturalmente adatti ad alimentare il circuito della base tempi di un oscilloscopio.

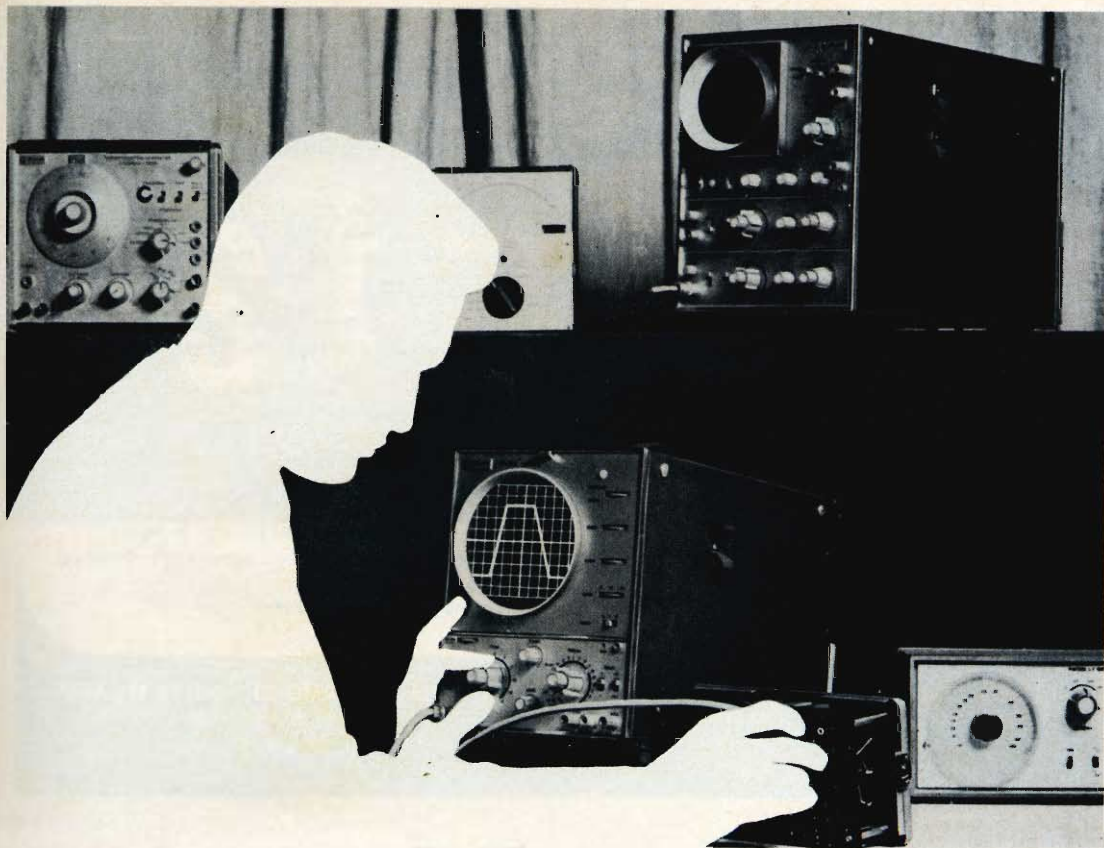
In questa particolare applicazione, gli impulsi « flyback » prelevabili ai capi di R5 possono essere inoltrati tramite una capacità di blocco ad alto isolamento, e si prestano quindi all'impiego per la soppressione della ritraccia.

Un generatore di oscillazioni per la base tempi di questo tipo può essere facilmente sincronizzato mediante segnali esterni, che possono essere applicati alla base 2 del transistor a giunzione singola Tr2, tramite la capacità C2. Questi segnali di sincronismo, che devono presentare una ampiezza di picco compresa tra 0,2 ed 1 V, modulano in pratica la tensione di alimentazione, e determinano quindi variazioni nelle caratteristiche di commutazione del transistor Tr2. A causa di ciò, la giunzione di emettitore di questo stadio passa alternativamente dallo stato di conduzione allo stato di interdizione, in perfetto sincronismo col segnale esterno applicato.

Il valore di C2 deve essere scelto in modo da presentare una reattanza inferiore al valore di R4, nei confronti dei segnali di sincronismo. Oltre a ciò, questa capacità deve presentare una tensione di lavoro maggiore della massima ampiezza dei segnali che essa deve accoppiare, e deve inoltre presentare buone caratteristiche di isolamento nei confronti dei circuiti che lo precedono.

Adottando per questo circuito i componenti elencati, la frequenza di funzionamento può variare approssimativamente tra 50 e 600 Hz, con alimentazione di 9 V, oppure tra 70 e 600 Hz impiegando per l'alimentazione una tensione di 12 V. La suddetta frequenza di funzionamento può inoltre variare da alcuni cicli al minuto a circa 100.000 Hz scegliendo opportunamente il valore di C1.

Abbiamo esaminato fino ad ora i concetti fondamentali sui quali si basa la realizzazione di circuiti particolari impieganti i transistor a giunzione singola: nella seconda ed ultima puntata di questo articolo esamineremo alcune realizzazioni di tipo meno comune, assai utili nelle applicazioni a carattere industriale e scientifico.

a cura di L. Biancoli

Equipaggiatevi

con uno di questi due oscilloscopi versatili da 10 MHz

...sono ad alta sensibilità e portatili

Questi oscilloscopi soddisfano le esigenze di impiego aria, mare, terra. La frequenza di alimentazione può variare da 40 a 400 Hz e il basso consumo permette l'impiego lontano dalle reti di alimentazione mediante convertitori CC/CA. L'utilizzazione di elementi allo stato solido assicura un elevato grado di affidamento e versatilità di impiego nelle più disparate condizioni di lavoro.

Scegliete lo strumento secondo le Vostre esigenze!

Il PM 3221 è uno oscilloscopio con schermo da 13 cm, superficie utile 10 x 8 cm, linea di ritardo incorporata, utilissima per applicazioni impulsive e calcolatori. La sensibilità è di 10 mV/cm dalla CC. a 10 MHz o 1 mV/cm dalla CC. a 2 MHz. La sincronizzazione è automatica o con controllo manuale di livello fino a 10 MHz.

Il PM 3230 è uno oscilloscopio a doppio raggio con speciale tubo a raggi catodici « Side by Side » che permette una completa scansione su tutto lo schermo. La sensibilità è di 20 mV/div dalla CC. a 10 MHz o 2 mV/div dalla CC. a 2 MHz.
La sincronizzazione è molto stabile e di facile regolazione.

A richiesta saremo lieti di inviarVi le caratteristiche tecniche particolareggiate.

Illustrazione: (sotto) PM 3221, (sopra) PM 3230

Questi strumenti fanno parte di una vasta gamma di apparecchi elettronici di misura comprendente oscilloscopi, voltmetri, generatori, analizzatori di transistori ed altri apparecchi di controllo la cui vendita ed assistenza è assicurata dall'organizzazione mondiale Philips.
Chiedeteci il catalogo generale degli apparecchi elettronici di misura.

PHILIPS S.p.A., Reparto PIT-EMA
Piazza IV Novembre, 3
MILANO - Tel. 6994 (int. 243)

PHILIPS

OSCILLOSCOPI

Nel laboratorio di Poughkeepsie i fisici della IBM hanno sviluppato una nuova tecnica per misurare l'intensità dei suoni alle diverse frequenze prodotti da apparecchiature o da componenti elettronici.
Attraverso la simulazione con un calcolatore dei rumori emessi, si possono ottenere tutte le informazioni acustiche necessarie fin dalla fase di progetto e con notevole convenienza economica. Il nuovo metodo di analisi e misura del rumore può permettere agli ingegneri di ottenere i dati dalle sorgenti sonore che irradiano diversi toni a bassa ed alta frequenza e convertire poi questi dati in livelli di energia sonora.
Viene impiegata una camera a riverbero entro cui una sorgente sonora è collocata in un certo numero di posizioni; i rumori sono rivelati da un microfono che si muove su un'orbita circolare e vengono poi elaborati attraverso un'apparecchiatura analogica, appositamente costruita, per calcolare l'integrale della pressione sonora.
I livelli misurati possono essere impiegati per determinare l'energia acustica generata mentre il riverbero dell'ambiente viene simulato da un calcolatore.

amplificatore sintonizzatore FM STEREO

PANNELLO ANTERIORE: FUNZIONI E COMANDI 1) TAPE-NORMAL

Questo comando consente il controllo della qualità e del livello delle registrazioni su nastro magnetico (27-28-29-30) effettuate con registratori predisposti con tre testine.
— In posizione NORMAL si ha in altoparlante lo stesso segnale che si stà registrando.
— In posizione TAPE si ha invece la riproduzione del nastro sul quale si stà effettuando la registrazione.

2) MONO-STEREO

Quando il programma che si vuole ascoltare, radio, dischi ec., è monoaurale, si predispone questo comando in posizione MONO; in conseguenza gli stessi segnali saranno riprodotti contemporaneamente da entrambi i canali. In posizione STEREO i 2 canali lavorano separati e sono predisposti per ricevere ed amplificare separatamente le due informazioni che compongono il segnale stereofonico.

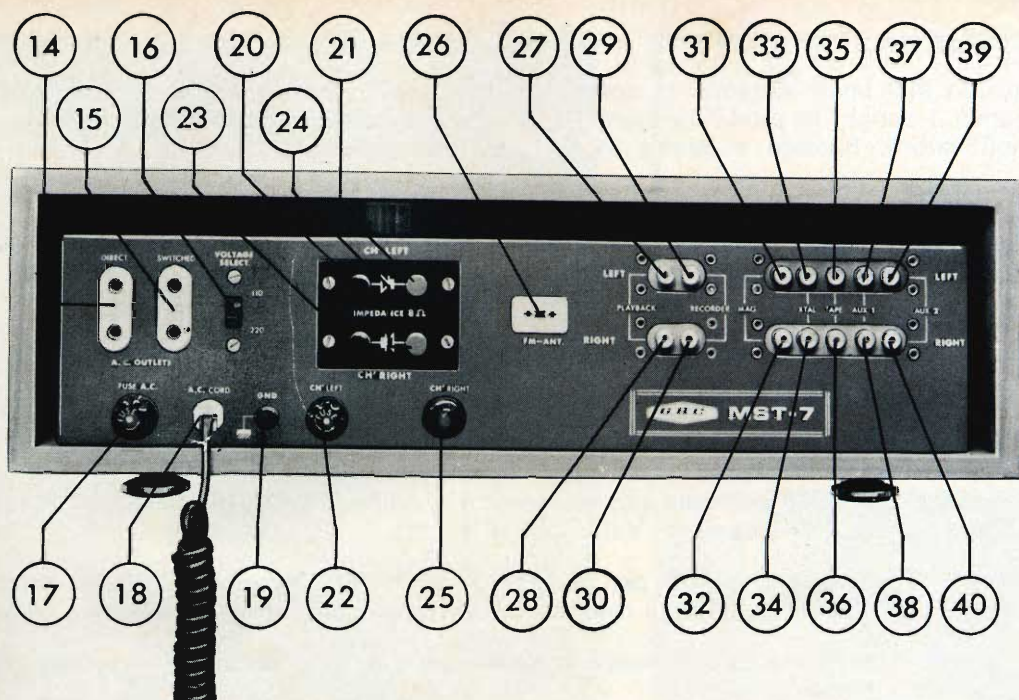
3) AFC-OFF

Si utilizza durante la ricerca e l'ascolto di trasmissioni radio. Per la ricerca si predispone nella posizione OFF; si sintonizza (12) il radioricevitore sulla emittente che si gradisce e si sposta il comando nella posizione A.F.C. L'agganciamento del controllo automatico di frequenza, così ottenuto, garantisce una piacevole e stabile ricezione.

4) POWER-OFF

L'apparecchio è acceso o spento a mezzo di questo comando. Acceso in posizione POWER, spento in posizione OFF.

5) FM-MONO FM-STEREO AUX 1 AUX 2 TAPE PHONO

La predisposizione delle funzioni, e la selezione delle varie fonti di segnale, è ottenuta commutando questo comando nelle varie posizioni:
— FM-MONO: Ricezione monoaurale di radiotrasmissioni a modulazione di frequenza.
— FM-STEREO: Come la FM-MONO, ma con separazione automatica dei due canali in presenza di radiotrasmissioni stereo.

— AUX 1 ed AUX 2: Ascolto da apparecchi ausiliari, quali televisori, ricevitori per filodiffusione, ecc. (37-38-39-40).
— TAPE: Riproduzione da registratori mono e stereo (35-36).
— PHONO: Riproduzione fonografica di dischi mono e stereo (31-32-33-34).

6) VOLUME

Comando unico per la regolazione dell'intensità sonora; agisce contemporaneamente su entrambi i canali.

7) FLAT-LOUDNES

In posizione FLAT la curva di risposta dell'amplificatore è piatta per tutto il campo di frequenza a qualsiasi volume. Mentre nella posizione LOUDNESS viene inserita una correzione fisiologica che agisce soltanto a basso volume, lasciando inalterata la risposta dell'amplificatore ai volumi medi ed alti; essa quindi provvede a compensare la perdita di sensibilità dell'orecchio umano, in presenza di bassi livelli sonori.

8) BALANCE

Questo controllo permette di bilanciare il livello sonoro dei due canali. Ruotandolo in senso orario si ha un incremento di volume nel canale destro ed un contemporaneo decremento in quello sinistro; ruotandolo in senso antiorario si ottiene l'inverso.

9) TREBLE

Controllo toni acuti. Ruotato a sinistra diminuisce il livello degli acuti in entrambi i canali. In posizione centrale è neutro, cioè non modifica la risposta dell'amplificatore. Ruotato a destra incrementa il livello degli acuti.

10) SPEAKER-HEADSET

In posizione SPEAKER, i segnali di uscita azionano gli altoparlanti ed anche l'eventuale cuffia. In posizione HEADSET rimane in servizio la sola uscita per cuffia mentre gli altoparlanti vengono disinseriti e sostituiti automaticamente con un carico resistivo.

11) BASS

Controllo toni bassi. Quando è ruotato a sinistra diminuisce il livello dei toni bassi in entrambi i canali. In posizione centrale è neutro, e quindi non modifica la risposta dell'amplificatore. Ruotato a destra incrementa il livello dei bassi.

12) TUNING

Sintonia. Con questo comando si effettua la ricerca delle stazioni radio quando viene utilizzato il sintonizzatore FM incorporato.

13) HEADSET
Presa d'uscita per cuffia stereofonica.

PANNELLO POSTERIORE: FUNZIONI E COLLEGAMENTI

14) Presa di corrente alternata per apparecchi sussidiari, registratori, gruppi fonografici ecc. È derivata direttamente dal cordone di rete.

15) Presa di corrente alternata per apparecchi sussidiari, registratori, gruppi fonografici ecc. È derivata dal cordone di rete ma riceve tensione solo ad apparecchio acceso.

16) Cambio di tensione. Si predispone sulla tensione di rete mediante lo spostamento del pulsante a slitta.

17) Fusibile di rete per 220 V/0,75 A; 120 V/1,5 A.

18) Cordone di alimentazione.

19) Presa di terra.

20-21) Morsetti di uscita per gli altoparlanti del canale sinistro. Il collegamento di massa è costituito dal morsetto nero.

22) Fusibile di protezione contro i sovraccarichi, per il canale sinistro (1,5 A).

23-24) Morsetti di uscita per gli altoparlanti del canale destro. Il collegamento di massa è costituito dal morsetto nero.

25) Fusibile di protezione contro i sovraccarichi, per il canale destro (1,5 A).

26) Presa d'entrata per antenna FM (300 Ω).

27-28-29-30) Gruppo di prese a plug per l'impiego dell'amplificatore con funzione di MONITOR durante le registrazioni effettuate con registratori predisposti a tre testine.
— Ingressi per riproduzione immediata: 27 canale sinistro, 28 canale destro.
— Uscite per registrazione: 29 canale sinistro, 30 canale destro.

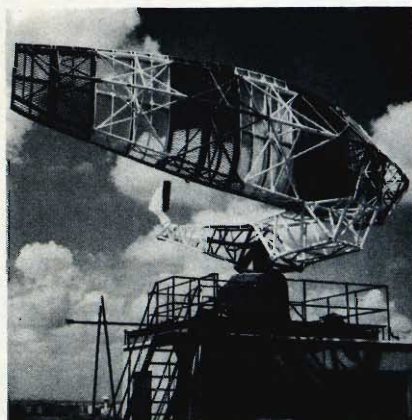
31-32) Ingressi per 1 fonorivelatore magnetico: 31 canale sinistro e 32 canale destro.

33-34) Ingressi per 1 fonorivelatore a cristallo, piezo o ceramico (da impiegarsi in alternativa al magnetico ma non contemporaneamente): 33 canale sinistro e 34 canale destro.

35-36) Ingressi per registratore: 35 canale sinistro e 36 canale destro.

37-38) Ingressi ausiliari per filodiffusione, TV, ecc.: 37 canale sinistro e 38 canale destro.

39-40) Ingressi ausiilari per filodiffusione, TV, ecc.: 39 canale sinistro e 40 canale destro.

LE
COMUNICAZIONI

STORIA DELLE COMUNICAZIONI A DISTANZA

VIII parte

L'ITALIA ED I SUOI RAPPORTI CON GUGLIELMO MARCONI

Evidentemente il Governo italiano commise l'imperdonabile errore di non comprendere immediatamente l'importanza che la scoperta di Guglielmo Marconi avrebbe avuto per il futuro delle comunicazioni a distanza fra gli uomini, specialmente dal punto di vista commerciale; bisogna però anche riconoscere che in quell'epoca il prestigio dell'Inghilterra era notevolmente superiore a quello goduto dal nostro paese. Di conseguenza, per Marconi, l'appoggio di una nazione come l'Inghilterra la quale, fra l'altro, disponeva di larghi mezzi finanziari, fu senz'altro risolutivo tanto più che con il solo aiuto del nostro Governo, notoriamente lento nell'azione, non pochi dei denigratori dello scienziato, che affermavano di averlo preceduto nell'invenzione pur valendosi esclusivamente delle conclusioni alle quali egli era pervenuto, avrebbero avuto certamente buon gioco per inserirsi, magari scavalcandolo, nel campo delle applicazioni pratiche della sua invenzione.

È però doveroso ricordare che se Marconi ha potuto realizzare e portare a termine la maggior parte degli esperimenti che hanno consentito di dare alla sua invenzione un carattere di praticità tale da renderla commerciabile, ciò è dovuto senz'altro anche alla fattiva collaborazione che egli ebbe da parte della **Marina italiana** e del suo personale altamente specializzato.

Buona parte dei suddetti esperimenti sono già stati ricordati nella « **cronistoria Marconiana** » pubblicata nelle precedenti puntate; riteniamo però opportuno insistere su questo argomento allo scopo di mettere maggiormente in evidenza il contributo che la Marina italiana dette allo sviluppo della radiotelegrafia. Tale collaborazione ebbe inizio alcuni mesi dopo che lo scienziato aveva effettuato i suoi esperimenti in Inghilterra, e precisamente a partire dal mese di luglio 1897.

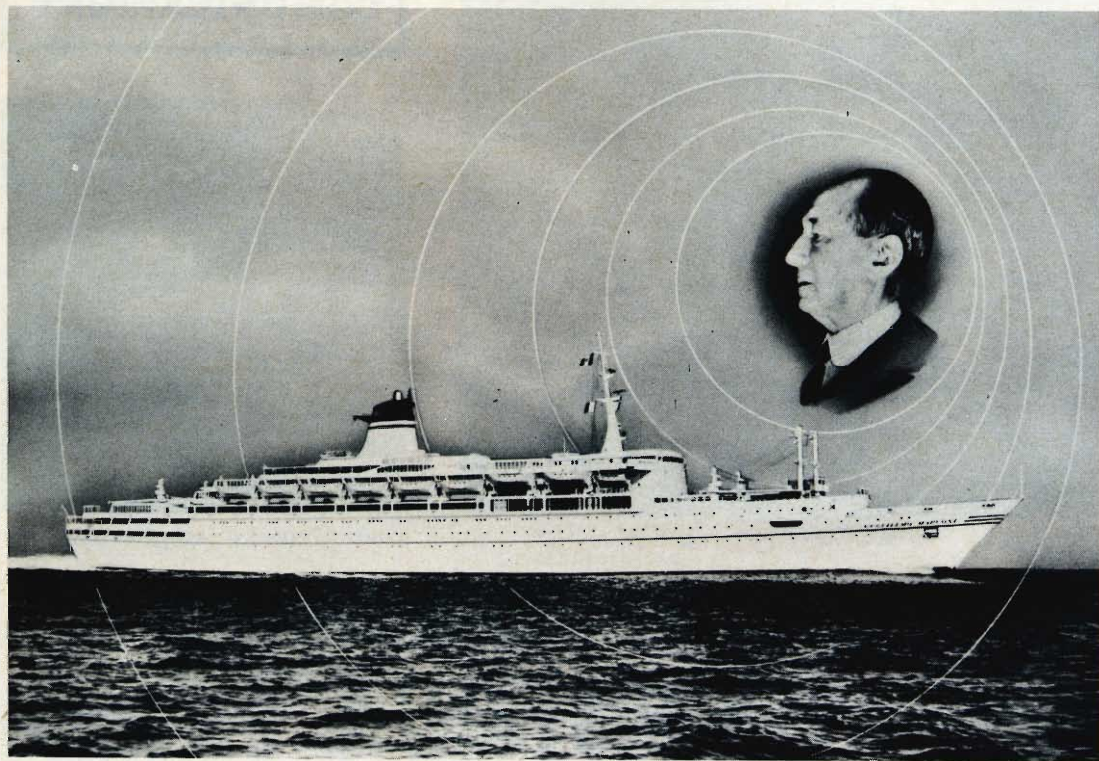



Fig. 1 - La motonave italiana Guglielmo Marconi.

Nei giorni 10, 11, 12 e 13 luglio furono effettuate delle prove alle quali presenziarono oltre a Marconi, il capitano di corvetta Adolfo Pouchain, poi vice ammiraglio, il prof. Pasqualini e l'ing. Domenico Civita. In tali giorni furono eseguite delle prove tra S. Bartolomeo e la stazione ricevente del Comando in Capo di La Spezia, alla distanza di circa 3000 metri.

Tra il giorno 14 ed il giorno 16 dello stesso mese, da bordo del rimorchiatore n. 8, furono assicurati collegamenti con la terra ferma fino alla distanza di 12.500 metri ed infine tra il 17 ed il 19 luglio il ricevitore fu installato sulla **nave San Martino** con la quale fu possibile mantenere contatti perfetti fino alla distanza di 16.300 metri, mentre alcuni segnali furono ricevuti anche alla distanza di 18 chilometri.

Questi esperimenti eseguiti a La Spezia, i primi con un ricevitore installato a bordo di una nave, dimostrarono in modo chiaro l'importanza ed il valore che il sistema Marconi poteva avere per i servizi della Marina.

Partito Marconi per l'Inghilterra fu deciso che centro delle prove dovesse essere il laboratorio di S. Bartolomeo, alla cui direzione era il Prof. Pasqualini con la collaborazione dei rimorchiatori n. 24 e n. 8. Nello stesso tempo furono munite di apparecchi Marconi le navi Lepanto e Sardegna.

Frattanto, mentre una stazione trasmittente e ricevente veniva installata nell'isola di Palmaria, presso La Spezia, nel 1899 il Ministero della Marina deliberava la costruzione di altre due stazioni simili nell'isola di Gorgona e nel recinto dell'Accademia Navale. L'esecuzione degli esperimenti fu affidata all'ammiraglio Ernesto Simion, e al Pasqualini che in seguito si valsero dell'opera del Capitano di corvetta Quintino Bonomo, sotto la cui direzione fu effettuato il collegamento definitivo Palmaria, Gorgona, Livorno e Isola d'Elba ed in seguito l'altro, di notevole importanza, fra l'Italia continentale e la Sardegna. Quest'ultimo collegamento fu attuato mediante l'impiego di un nuovo tipo di apparato costruito da Marconi e noto con il nome di **« modello 1901 »**, il cui schema di principio è indicato in figura.

Fig. 2 - Schizzi eseguiti da Marconi nell'anno 1916 all'Hotel Miramare di Genova relativi a un riflettore per onde em usato durante le prove a S. Margherita L.

Nel complesso trasmettitore i rocchetti d'induzione erano due, riuniti in serie, e dotati di un interruttore a martello; questo organo costituì un progresso molto rilevante avendo eliminato i difetti propri degli interruttori a mercurio. Comparve definitivamente nel trasmettitore il cosid-

detto **Jigger**, che serviva a trasformare la corrente dei primari dei rocchetti in modo da produrre, **come dicevano le istruzioni: « delle onde di una data lunghezza e periodo e tali da potere essere ricevute da apparecchi convenientemente costruiti ».**

La struttura interna di questo trasformatore era **riservata** ed il personale non poteva averne notizia. Alla produzione dell'accennata lunghezza d'onda, e periodo, sempre secondo le istruzioni, concorreva una batteria di bottiglie di Leyda inserita nel secondario dei rocchetti e nel primario del Jigger. Per la prima volta si fece cenno al **tono degli apparecchi e al loro accordo** così da renderli **sintonici,** termini e concetti questi che erano sconosciuti.

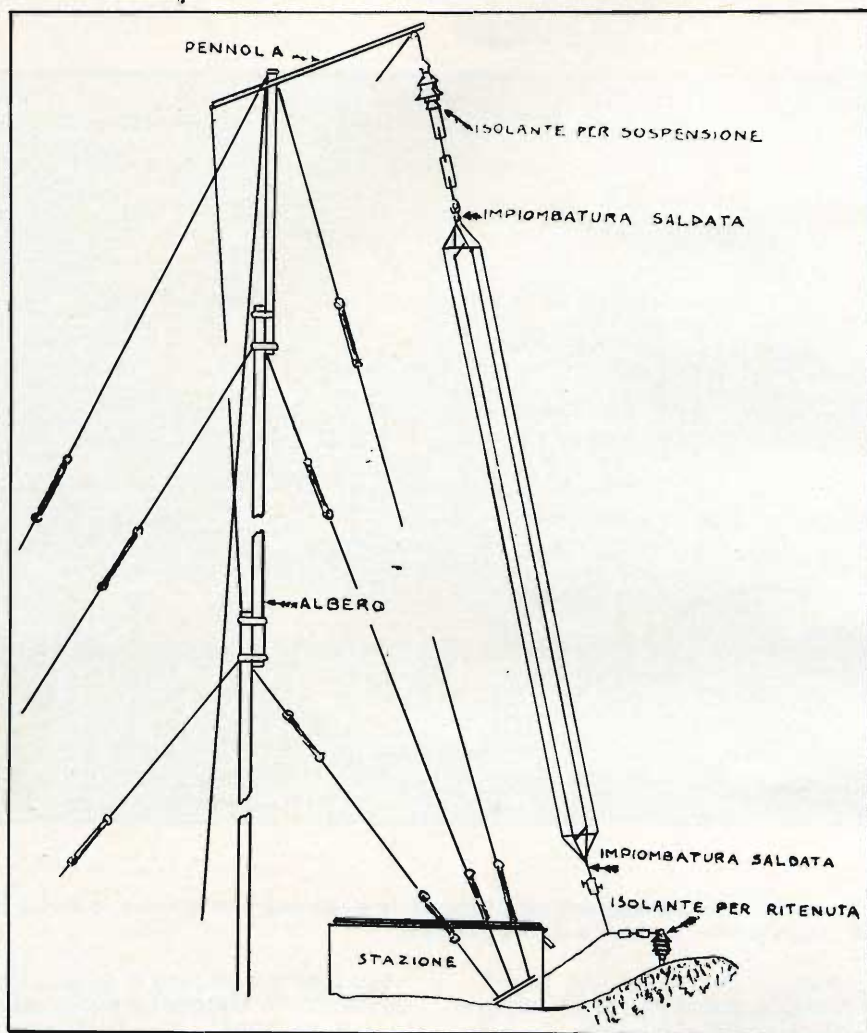



Fig. 3 - Aereo per le stazioni costiere. Il disegno è originale dell'anno 1901.

Gli anni successivi al 1901 videro sorgere, sempre ad opera della Marina, una estesa rete radiotelegrafica lungo le coste italiane e l'impianto di stazioni RT a bordo di molte navi da guerra.

In questo periodo si effettuò anche la celebre crociera in Russia e nei mari del Nord della nave Carlo Alberto, sulla quale ci siamo intrattenuti a lungo nel capitolo precedente.

Con quanta passione il personale della Marina italiana seguisse l'opera del nostro scienziato è dimostrato anche dal fatto che nel 1900 un modesto semaforista realizzava per la prima volta un dispositivo mediante il quale era possibile **ascoltare ad udito** le emissioni radiotelegrafiche **anziché registrarle su macchine telegrafiche Morse**, come si usava a quei tempi. Un episodio questo che purtroppo è stato precocemente dimenticato ed a proposito del quale l'ammiraglio Simion scriveva nel 1927: **Nel 1899-1900 ebbi alle mie dipendenze il semaforista Paolo Castelli che prestava servizio alla stazione RT di Livorno. Ottimo giovane di discreta cultura ed intelligentissimo. Trovandomi come insegnante presso detto Istituo ebbi occasione di seguire le prove che il Castelli, che dipendeva dal comandante Bonomo, faceva col suo tubetto.**

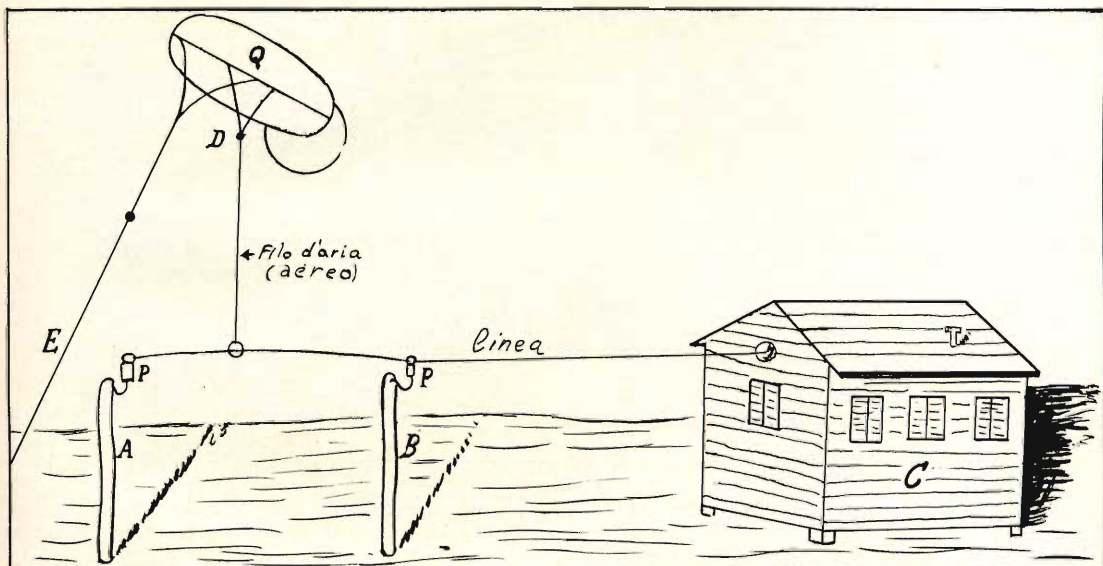



Fig. 4 - Anno 1899 - Stazione RT isola di Palmaria (La Spezia). - A, B = pali con isolatori PP, con filo di rame nudo entrante nel casotto C e collegato ai radioapparati - Q = pallone - E = cavo di ritenuta del pallone - D = isolatore con attaccato l'aereo che era collegato alla linea mediante un anello di rame scorrevole. (disegno dell'epoca).

Non è fuori luogo addentrarsi un poco nella natura dell'invenzione del Castelli, la cui opera, non indifferente nei progressi dei primi nostri esperimenti radiotelegrafici, fu presto dimenticata.

La ricezione telefonica era già stata tentata prima del 1901 dal Popoff, Tommasina, Tissot, Blondel ecc., ma i risultati non erano stati buoni ed altrettanto era avvenuto a me: i tubetti colle ordinarie polveri di argento non si prestavano allo scopo. Il Castelli costituì, in un primo tempo, il tubetto coi due elettrodi di carbone di storta, tra i quali era interposta una goccia di mercurio imbrattata di polvere del detto carbone. Come sorse in lui l'idea di un tale dispositivo? Giova qui premettere che il Tommasina del Laboratorio fisico dell'Università di Ginevra aveva fino dal dicembre 1898 iniziato i suoi studi speciali attorno all'azione delle onde hertziane sui tubetti ed aveva messo in evidenza la possibilità di costruire dei tubetti o radio-conduttori per la radiotelegrafia impieganti una ogiva di mercurio.

Non escludo che il Castelli abbia preso conoscenza delle memorie del Tommasina giungendo a concretare il suo tubetto al quale congiunse all'azione del mercurio quella delle polveri di carbone. Ciò mentre serve a precisare come si svolse il fatto, non menoma per nulla il merito del Castelli. I lavori del Tommasina infatti passarono per le mie mani e di tanti altri studiosi ma nessuno di noi seppe ricavarne un apparecchio veramente razionale quale lo intuì il modestissimo semaforista Castelli.

Nell'autunno del 1902 la Carlo Alberto effettuava la sua seconda crociera nella Nuova Scozia e Canada, mantenendosi sempre in contatto con la stazione radiotelegrafica inglese di Poldhu e coprendo una distanza di 3800 chilometri.

Gli esperimenti portati a termine nel biennio 1901-1902 furono conclusivi per l'affermazione nel mondo della radiotelegrafia. La **Marina italiana fu dunque l'autorevole ed unica fondatrice** della maggior parte delle stazioni radiotelegrafiche in Italia e nelle colonie molte delle quali furono destinate ai servizi civili e commerciali.

Nell'anno 1917, per dare un energico impulso ed un buon coordinamento alla estensione della rete radiotelegrafica fu fondato a Livorno presso l'**Accademia Navale**, l'**Istituto Elettrotecnico e Radiotelegrafico,** la cui direzione fu affidata allo scienziato professor Giancarlo Vallauri, nominato in seguito ammiraglio.

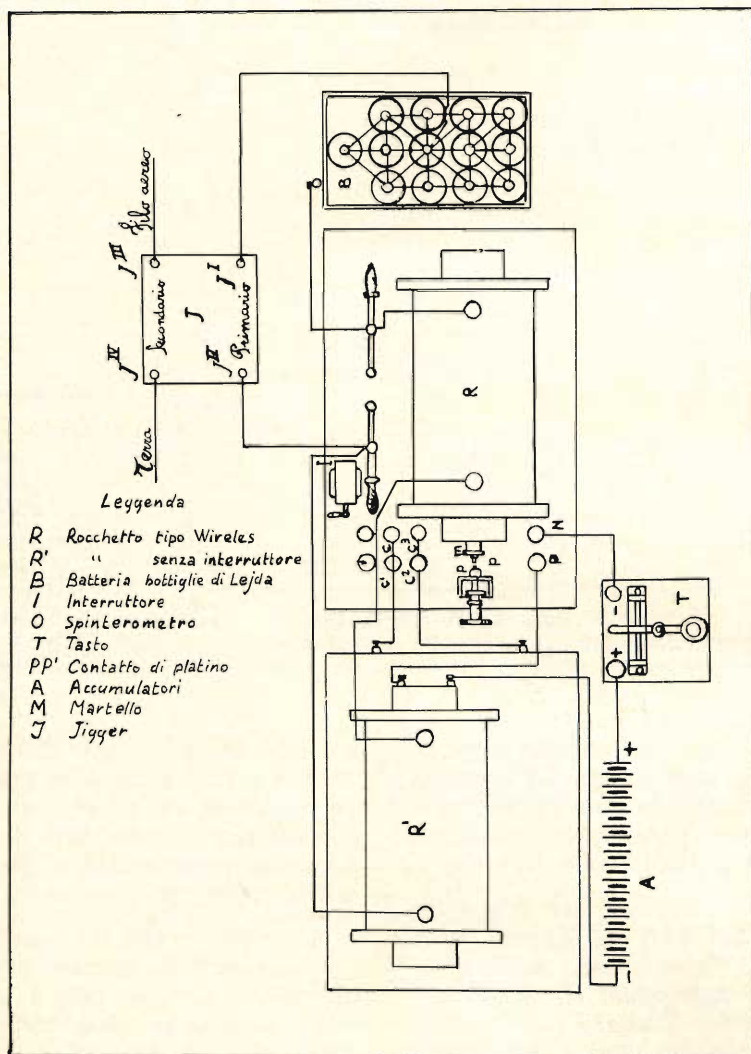



Fig. 5 - Trasmettitore Marconi mod. 1901 schema originale allegato alle istruzioni.

Fra i compiti svolti da questo Istituto, che esiste tuttora, sono da citare le esperienze e gli studi sui radioapparati, sulle radiocomunicazioni e la preparazione dei tecnici e degli ufficiali specializzati in detti rami.

Durante gli anni 1903 e 1904 il compito di eseguire esperimenti sistematici atti a consentire miglioramenti agli apparecchi e ai sistemi di antenna che permettessero di stabilire collegamenti a distanze sempre maggiori, fu affidato all'**avviso** (nave da guerra) Marcantonio Colonna, al comando del Bonomo.

Il 18 ottobre 1903 sotto la direzione del tenente di vascello Mario Grassi, fu inaugurata la prima stazione radiotelegrafica in Cina. Essa venne installata a Pechino, presso la sede della legazione italiana, e rappresentò una geniale iniziativa della Marina italiana tanto più opportuna in quanto la rivoluzione dei Boxers del 1900 aveva dimostrato la necessità di avere un collegamento sicuro tra Pechino e le navi che stazionavano nei territori limitrofi.

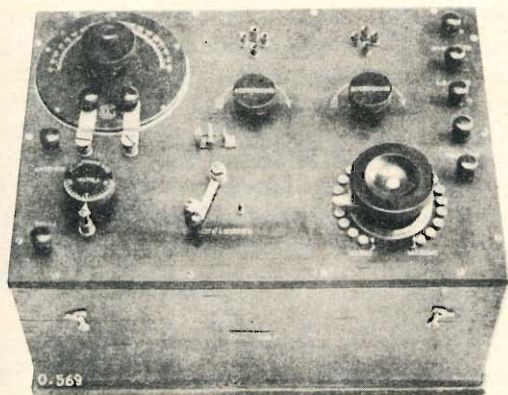



Fig. 6 - Ricevitore amplificatore a due valvole RM per onde smorzate e persistenti fino a 500 metri.

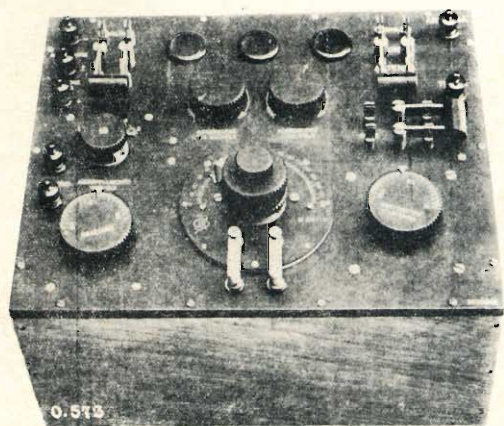



Fig. 7 - Ricevitore RM 1914 per onde continue, smorzate e modulate tipo autodina, da 150 a 1500 metri.

In seguito a tale successo il governo Cinese decise di affidare a questo ufficiale la costruzione della rete radiotelegrafica locale.

Negli stessi anni veniva assicurato il collegamento fra Bari ed Antivari attraverso l'Adriatico.

Nel febbraio 1903, su iniziativa del professore Alessandro Artom, ebbero inizio i primi esperimenti sulla direttività delle onde elettromagnetiche. Le prime prove furono effettuate nel golfo di La Spezia fra San Vito e San Bartolomeo, che distano fra loro circa quattro chilometri.

Sei mesi dopo prove similari furono ripetute fra Monte Mario ed Anzio e quindi fra Monte Mario e Maddalena (Becco di Vela), ad una distanza di 260 chilometri.

Fu durante i suddetti esperimenti che venne realizzato il primo esemplare di un radiogoniometro che rese pratica ed ancor più semplice la geniale ed importante invenzione dell'Artom. La costruzione di questo apparecchio, il cui merito spetta ancora una volta al genio italiano fu dovuta al tenente di vascello Alessandro Tosi e all'ingegnere elettrotecnico della marina Ettore Bellini. Una invenzione della quale il mondo è senz'altro debitore verso la Marina Italiana e la cui utilità, sia in tempo di pace che in tempo di guerra, è stata ampiamente dimostrata dai fatti.

Come afferma l'ammiraglio Simion « **una pubblicazione storica non può entrare in merito alla lunga discussione che si è protratta per anni e anni per stabilire se l'idea del radiogoniometro spetti, come quella basilare del metodo delle onde polarizzate, all'Artom o essa appartenga a Tosi e Bellini. Qui solo si può constatare, con compiacimento e con giusto orgoglio che il radiogoniometro è, in ogni caso, invenzione italiana** ».

A partire da quell'epoca la Marina italiana, con il suo personale specializzato e con le sue officine, costituì un apparato così perfetto e così ben organizzato che ci fu invidiato all'estero e al quale spetta non minore gloria anche nello studio della **radiotelefonia**.

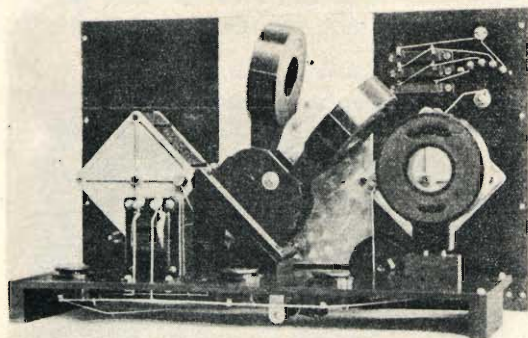



Fig. 8 - Ricevitore RM 1926 autodina a 3 valvole con bobine intercambiabili da 300 a 1200 metri (veduta interna).

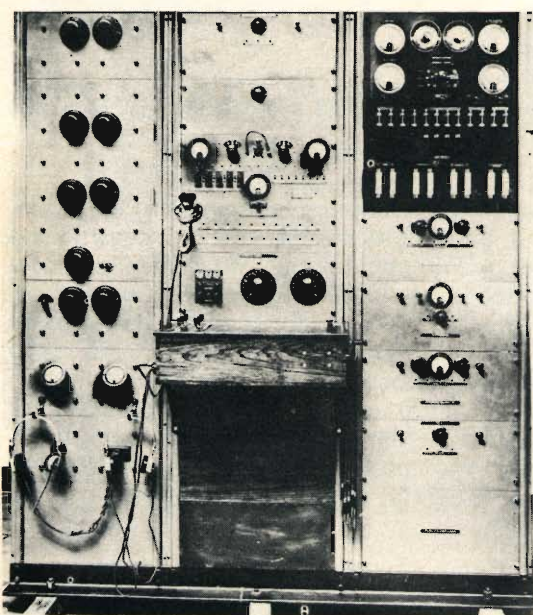



Fig. 9 - Stazione radiotelefonica ricevente Marconi ad onde corte, del « Rex ».

I primi esperimenti di radiotelefonia furono eseguiti nel maggio dell'anno 1908 **e riteniamo che ben pochi siano a conoscenza del fatto che il De Forest effettuò alcune delle sue prime prove a bordo delle navi italiane Eridano, Partenope e Castelfidardo, riuscendo a comunicare in fonia ad una distanza di circa 15 chilometri.**

Due anni dopo la Marina effettuava ulteriori esperimenti di radiotelefonia mediante un apparecchio realizzato dal professore Maiorana, direttore dell'Istituto Superiore telegrafico di Roma. Il Maiorana aveva iniziato gli studi sulla radiotelefonia nell'anno 1903 e gli apparecchi da lui costruiti avevano subito una serie di modifiche in modo da adattarli all'uso pratico. Il componente principale della sua invenzione era costituito dal microfono idraulico, che si basava sulle proprietà capillari dei getti liquidi. Nell'apparecchio trasmittente, realizzato nel 1910, questo microfono era stato applicato ad un generatore ad arco Poulsen mentre il ricevitore era costituito da un circuito rivelatore audion del De Forest.

Dopo una serie di esperimenti che avevano avuto esito favorevole, eseguiti fra la stazione dell'Istituto Superiore e le stazioni RT del Genio e della Marina, il Ministero della Marina autorizzò la costruzione di una stazione radiofonica, meglio attrezzata, a Monte Mario e di un'altra ad Anzio. Gli esperimenti fra queste due località, distanti fra loro 52 chilometri, ebbero esito favorevole ed il Ministro della Marina, ammiraglio Mirabello, mise a disposizione del Maiorana il cacciatorpediniere Lanciere con il quale i collegamenti raggiunsero la distanza di 150 chilometri. In seguito tale distanza fu portata a 300 chilometri comunicando, sempre in fonia, fra Monte Mario e Becco di Vela.

Nel dicembre 1910 furono portati a termine ulteriori esperimenti fra Anzio e Monte Mario e fra Ponza e Forte Spuria e San Giuliano, vicino a Trapani, raggiungendo la distanza di 420 chilometri.

Nel 1912 un altro italiano, il professor Vanni, studiò un nuovo sistema di radiotelefonia che fu sperimentato dalla Marina e che dopo una serie di prove positive consentì il collegamento fra Centocelle e Tripoli alla distanza di circa 1000 chilometri. Come generatore di onde fu usato quello ad acqua ideato dal Moretti, costituito da due elettrodi in rame, l'uno pie-

no e l'altro cavo e attraversato da un getto d'acqua, apparecchio, che, secondo il Vanni, aveva un funzionamento analogo a quello di un interruttore Wehnelt. Il generatore era munito di un microfono a liquido.

Il primo servizio radiotelefonico a bordo di navi fu attuato in Italia nel 1914 mediante apparecchi della Marconi-Round, nei quali si faceva uso di valvole termoioniche.

La Marina italiana, come abbiamo già precisato, installò la prima stazione radiotelegrafica a San Cataldo, vicino a Bari, nel 1904. A questa stazione ne seguirono altre di modo che nel 1914, nel territorio nazionale, erano presenti circa 20 stazioni costiere, oltre a quella di Coltano che aveva una potenza ultra elevata e che era stata costruita nel 1910.

Un'altra stazione di potenza ultra elevata fu inaugurata nel 1917 a San Paolo, vicino a Roma.

Gli esperimenti da parte della Marina italiana furono ripresi dopo il primo conflitto mondiale. Nel 1924, durante la crociera del Sud America dei due incrociatori San Giorgio e San Marco, quest'ultimo, con un apparato ad onde corte da 1 kW, poté mantenersi in contatto con le stazioni radio italiane ed estere per tutta la durata della crociera.

Nel 1925 veniva portata a termine la nuova stazione di Roma-San Paolo, costruita sotto la direzione dei comandanti Pession e Montefinale, la qualcosa permise di comunicare da Roma con le navi in navigazione per il Nord America, nell'Oceano Indiano, nel mar Giallo, insomma con tutte le navi che fossero in navigazione in qualsiasi punto del globo.

In quel periodo la Marina italiana fornì il materiale necessario alla costruzione di stazioni radiotelegrafiche e radiotelefoniche all'estero e particolarmente alla Cina, al Montenegro, alla Turchia, alla Romania e ad altri stati.

È interessante segnalare altresì che l'Italia, ad opera sempre della Marina, fu il primo paese che installò stazioni radiotelegrafiche nei territori d'oltre mare. Così nell'anno 1907, e successivi, furono costruite quattro stazioni a scintilla (tono B) a Itala, Mogadiscio, Merka e Lugh, tre stazioni da 3 kW a Brava, Giumbo e Bardera; due stazioni ultrapotenti, allo scopo di consentire i collegamenti fra l'Italia e le colonie, a Mogadiscio e a Massaua.

Fig. 10 Marconi con il cap. Lena del Rex.

Le prime sette stazioni, di minore potenza, furono installate sotto la direzione del tenente di vascello Bernardo Michiardi unitamente a trenta collaboratori, ed il relativo materiale fu trasportato dalla nave Volta.

La suddetta rete in seguito venne notevolmente ampliata, estendendola anche ai radiofari, alle stazioni radiogoniometriche e a tutti quei servizi che erano ritenuti indispensabili per la radionavigazione e per lo snellimento delle radiocomunicazioni.

Anche l'impianto delle stazioni radiotelegrafiche e radiotelefoniche nelle isole del Dodecanneso fu opera della Marina italiana.

LA MARINA ITALIANA ED IL SUO AIUTO AGLI STUDIOSI

Da quanto abbiamo sopra esposto risulta evidente come la Marina italiana oltre ad aver collaborato strettamente con Guglielmo Marconi, sin dai suoi primi esperimenti, ne abbia in seguito continuato la sua opera e, fatto essenzialmente importante, non abbia mai negato il suo aiuto, come afferma il Simion, agli studiosi di radiotelegrafia anche quando le loro proposte presentavano una probabilità minima di impiego utile, scartando soltanto quelle che rasentavano l'utopia o il paradosso.

Fig. 11 - Riportiamo il progetto del monumento a Marconi.

D'altra parte è opportuno tenere presente che nel 1897, quando l'invenzione di Marconi cominciava ad affermarsi, l'unico ente statale che avesse in Italia una perfetta organizzazione nel campo dei servizi elettrici ed in quelli delle telecomunicazioni era la Marina. Ed è a questa grande disponibilità e varietà di mezzi, che non trovavano riscontro in altre amministrazioni statali, ed alla prontezza di decisione e di esecuzione che è caratteristica di quanti abbiano vissuto e siano stati educati nell'ambiente di bordo a cui si deve dunque se, anche di fronte a difficoltà inevitabili, la radiotelegrafia ebbe in Italia uno sviluppo rapido e grandioso.

Naturalmente alla espansione dei servizi radiotelegrafici in Italia concorse prevalentemente l'azione personale di Guglielmo Marconi, che non omise mai, in qualsiasi circostanza di dare la sua parola di consiglio e di suggerimento affinché la sua terra natale non perdesse il primato che aveva acquisito con gli esperimenti effettuati a La Spezia nell'anno 1897.

MARCONI, CHI ERA COSTUI?

Abbiamo già avuto occasione di rilevare come il ricordo di Marconi, in Italia, si vada via via attenuando e quanto sia

scarsa la conoscenza delle sue opere e delle sue invenzioni, a differenza di quanto si riscontra all'estero, da parte delle nuove generazioni a causa delle croniche deficienze organizzative che sono proprie dei nostri complessi scolastici. Tale trascuratezza, nell'esaltare il valore degli uomini di scienza italiani, del resto è messa in evidenza dal fatto che molti nostri giovani laureati in ingegneria elettronica ignorano chi siano stati Artom, Tosi, Bellini ed altri studiosi, i cui nomi in Inghilterra, in Germania, in Giappone e altrove, servono a determinare alcuni apparecchi destinati alla radionavigazione che si basano per l'appunto sul principio di funzionamento scoperto da questi nostri benemeriti connazionali.

Fig. 12 - Il comm. Agosto e l'assistente di Marconi studiano il progetto del monumento per onorare lo scienziato italiano.

Non è poi certamente il caso di chiederci quanti siano gli studiosi italiani che siano in grado di precisare chi fosse, e quale dispositivo abbia inventato, un certo semaforista Castelli, il cui nome abbiamo letto recentemente su un libro di testo straniero!

Evidentemente le nostre autorità scolastiche, come diceva il poeta francese Boileau, sono sempre pronte ad ammirare l'ignoranza!

Ed è veramente con entusiasmo, che abbiamo appreso la notizia che, per mantenere viva la fiamma di Marconi, il comm. Mario Agosto e Adelmo Landini, che dello scienziato fu valido assistente e purtroppo recentemente deceduto, abbiano dedicato alcuni anni allo studio del progetto di un monumento nell'intento di realizzare una grandiosa opera il cui scopo è di onorare degnamente la memoria di questo grande benefattore dell'umanità.

Detto progetto prevede la costruzione di una torre in ferro che dovrebbe sorgere a Punta Vagno, all'imboccatura del Porto di Genova, nell'area prossima all'at-

tuale sede della Fiera del Mare. La base della torre dovrebbe poggiare sopra la riproduzione della prua di una nave avente le stesse caratteristiche dell'indimenticabile yacht Elettra, al quale dedicheremo il prossimo capitolo.

Nella parte inferiore della torre troverà posto un museo dei cimeli Marconiani, molti dei quali sono dispersi per l'Italia ed in città poco adatte a conservarli, una scuola di elettronica con annesso laboratorio scientifico, unitamente ad un Sailor's Rest, aperto ai naviganti ed ai turisti di tutto il mondo.

Sulla sommità della costruzione è prevista l'installazione di un faro intermittente, visibile in lontananza, ed eventualmente un ripetitore televisivo.

La spesa della costruzione, che ammonterebbe ad alcuni miliardi potrebbe essere in parte ammortizzata mediante l'obolo di un dollaro da parte dei marinai delle navi che fanno scalo a Genova, dai piloti di tutto il mondo, dagli italiani all'estero e da tutti coloro che si dedicano all'attività radio-televisiva. A questo proposito dagli Stati Uniti è giunta notizia che l'iniziativa sarebbe stata accolta con autentico entusiasmo.

Lo scorso anno il comm. Agosto ha presentato al Ministro della Marina, in occasione di una sua vita alla Fiera del Mare, copia del progetto. Il ministro ha assicurato il suo appoggio a tale iniziativa interessandone il comm. Bagnara dell'Ente Fiera.

Da parte nostra, anche se permane in noi la convinzione che la realizzazione di una simile opera incontrerà difficoltà burocratiche di ogni genere, non ci resta che formulare l'augurio che questa lodevole iniziativa possa giungere felicemente in porto. Ciò avrebbe anche il merito di evitare che il nome glorioso di Marconi passi, in Italia, nell'oblio come quello del filosofo Carneade del quale il timido Don Abbondio si chiedeva, chi era costui?

Concludiamo con questo articolo la nostra trattazione sui filtri antiparassitari e antiinterferenze, occupandoci questa volta dei circuiti per l'eliminazione dei disturbi sui televisori dovuti ai trasmettitori vicini; inoltre riportiamo la descrizione di un filtro per le perturbazioni TV e altri circuiti interessanti.

IL RIPARATORE

Parte II

CIRCUITI ANTIPARASSITI E ANTI INTERFERENZE

Disposizioni da prendere sul ricevitore

Per prima cosa ci si assicuri che il ricevitore possieda un collettore di onde corrette cioè un'antenna esterna, oppure una antenna conveniente. È da escludere assolutamente l'impiego di un collegamento di terra funzionante da antenna; al contrario questa presa di terrà potrà essere impiegata in modo conveniente se viene collegata alla presa di terra del ricevitore, dopo l'installazione del collettore di onde nominali.

In secondo luogo, nel caso che i segnali RF fossero convogliati nella rete, le perturbazioni potrebbero essere ridotte in modo notevole intercalando un filtro a π su ciascun filo della rete all'ingresso del ricevitore come si è già fatto con il trasmettitore (fig. 7).

Di conseguenza le bobine L_1 e L_2 potranno avere delle dimensioni più ridotte e il filo dell'avvolgimento, un diametro molto minore (questo grazie al fatto che il consumo del ricevitore è in generale più basso del consumo del trasmettitore).

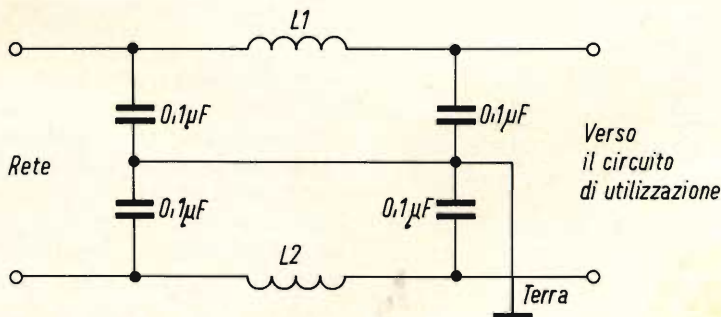



Fig. 7 - Circuito di filtro a doppio π, che permette di ridurre perturbazioni provocate dai segnali RF convogliati nella rete.

In terzo luogo, se le perturbazioni esistono ancora dopo queste due prove preliminari, è consigliabile operare direttamente sul ricevitore stesso.

Si può in questo caso mettere un circuito « tappo » in serie sul conduttore di arrivo dell'antenna sul ricevitore (fig. 8). Questo dispositivo presenterà però degli inconvenienti: prima di tutto, blocca le onde su una certa gamma di frequenze (sulle onde corte) in quanto è preselettivo; in seguito questo circuito dovrà essere collegato all'utilizzatore se il transistor varia di frequenza o di banda di funzionamento, poichè questo dispositivo deve essere regolato sulla frequenza di trasmissione detta perturbatrice.

Quando la trasmissione viene estesa su diversi punti del quadrante (per esempio sulla gamma delle onde medie), non si tratta solamente delle armoniche della frequenza di trasmissione. Al contrario, il fenomeno è dovuto alle armoniche dell'oscillatore locale del ricevitore; l'accoppiamento di questo oscillatore è spesso esagerato e l'oscillazione, per questo fatto, è ricca di armoniche. Queste armoniche vengono ad interferire con la frequenza portante della trasmissione vicina per dare, per mezzo di un battimento, una frequenza di 472 kHz (o 455 kHz) normalmente amplificata dal canale MF del ricevitore e questo naturalmente per diversi punti di regolazione dell'indice del quadrante, secondo l'ordine delle armoniche che provocano un battimento uguale alla MF.

Fig. 8 - Circuito « tappo » inserito sull'ingresso d'antenna.

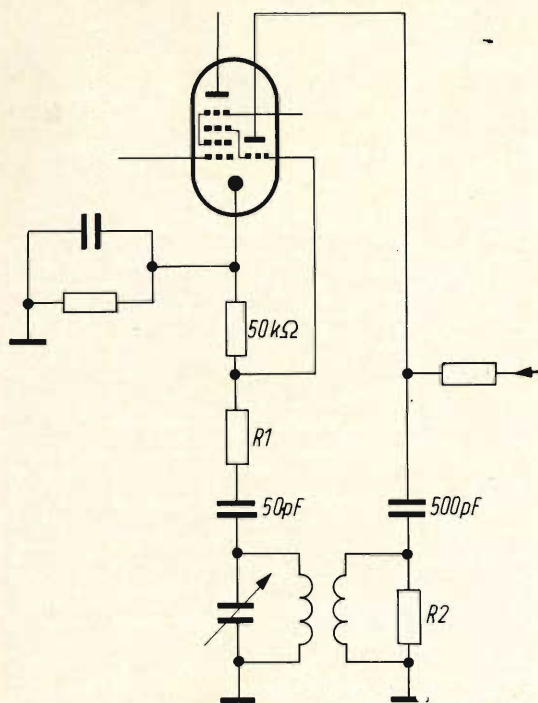



Fig. 9 - Circuito per la soppressione delle interferenze.

Il problema consiste nel ridurre notevolmente l'ampiezza delle oscillazioni armoniche dell'oscillatore locale del ricevitore senza tuttavia alterare troppo, l'oscillazione fondamentale e senza portare uno sganciamento puro e semplice alle estremità inferiori in frequenza delle diverse gamme.

La fig. 9 indica due soluzioni possibili:

1) Inserire una resistenza R_1 di valore

conveniente in serie sulla griglia oscillatrice (50 - 200 Ω)

2) Shuntare la bobina d'ingresso con una resistenza R_2 di valore conveniente (5Ω - 5 kΩ). Naturalmente i valori di R_1 e R_2 sono da determinare sperimentalmente.

Come quarta possibilità arriviamo al caso in cui si riceve la stazione perturbatrice su qualsiasi posizione dell'indice sul quadrante della scala e qualunque sia la gamma d'onda, anche in posizione « fono ».

Questa volta si tratta dello stadio di bassa frequenza che rivela (in generale questo è dovuto alla prima valvola di bassa frequenza) .In fig. 10 è riportato un possibile rimedio; basta infatti collegare sulla griglia di comando della prima valvola di bassa frequenza un piccolo filtro RC a π.

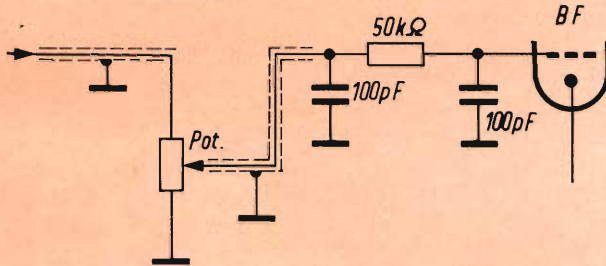



Fig. 10 - Filtro a π intercalato sulla griglia della valvola per l'eliminazione delle interferenze.

Nel caso poi si determinasse una rivelazione anche sugli altri stadi di bassa frequenza, sarà sufficiente mettere uno di questi filtri su ciascuna griglia.

Ricordiamo ora il caso di alcuni stadi di bassa frequenza (amplificatori di tensione) funzionanti con dei carichi anodici esagerati (resistenza catodica, resistenza di griglia schermo eventualmente troppo grandi). Come conseguenza, si avrà una rivelazione di placca. Riportiamo dunque questi elementi a dei valori normali più bassi, non si avrà più rivelazione e di conseguenza diminuiranno anche le distorsioni di bassa frequenza del ricevitore.

Naturalmente è molto raro dover fare tutte queste modifiche su uno stesso ricevitore, noi consigliamo all'amatore di procedere nell'ordine che abbiamo indicato e di fermarsi quando le perturbazioni sono sparite. Molto spesso è sufficiente effettuare le modifiche 1 e 2, qualche volta è utile fare anche l'operazione 3 mentre è molto raro dover fare anche l'operazione 4. I fastidi maggiori si hanno con i moderni ricevitori a transistor. Dalla nostra esperienza abbiamo potuto notare quanto segue: per prima cosa i transistor sono molto più sensibili agli effetti della transmodulazione delle valvole; in secondo luogo in quasi tutti i ricevitori a transistor la preselezione dopo il cambio di frequenza è praticamente inesistente o non funzionante, questo evidentemente è la causa della grande ricchezza di armoniche dell'oscillatore a transistor dovuto al dispositivo per il cambio di frequenza.

Naturalmente, si agirà su un ricevitore a transistor nello stesso modo di come si agisce su un ricevitore a valvole e cioè con un circuito « tappo », resistenze di blocco, circuito di filtro a π, secondo i casi, diciamo subito però che è più difficile ottenere dei buoni risultati.

Perturbazioni su un televisore dovute a trasmettitori vicini

Nel caso delle perturbazioni in televisione, le cause sono del tutto diverse da quelle trattate in precedenza, nel senso che qui sono le armoniche del trasmettitore che devono essere ridotte in quanto le trasmissioni TV si effettuano sulla

banda della VHF. Le perturbazioni TV potranno essere ridotte, rendendo minima l'irradiazione delle armoniche del trasmettitore, (soprattutto le armoniche di valore elevato).

Vediamo ora come queste interferenze penetrano nel ricevitore TV; sono possibili due vie: attraverso l'antenna in modo normale (dunque saranno armoniche VHF) oppure direttamente attraverso le medie frequenze del ricevitore (dunque armoniche di frequenza meno elevata).

La trasmissione dei programmi televisivi, si effettua su due frequenze portanti: la portante suono e la portante video, queste sono distanti fra di loro di un certo numero di MHz a seconda dello standard televisivo adottato. Questo spazio fra le due frequenze viene utilizzato per la trasmissione delle immagini; di conseguenza è sufficiente che una armonica VHF del trasmettitore cada in un posto qualunque di questo spazio perchè si abbiano delle perturbazioni. Per quanto riguarda le medie frequenze dei ricevitori TV, la situazione è ancora più critica; anche in questo caso i valori di frequenza distano fra di loro di un certo valore. Questo « canale » fra le due frequenze viene usato per la banda passante delle immagini.

Nel caso che la trasmissione perturbatrice abbia luogo fra queste due frequenze, i disturbi sono quasi inevitabili. Nel caso di trasmissioni su bande di frequenze inferiori, si dovrà dunque cercare di ridurre il più possibile l'armonica in grado di cadere fra queste due frequenze (se la interferenza entra dal canale MF del televisore).

Si deve quindi procedere in questo ordine:

a) Togliamo l'antenna del trasmettitore, allontaniamo il conduttore con il trasmettitore in funzione, carichiamo la valvola PA con una antenna fittizia. Se la perturbazione è sparita, questo indica che la armonica è irradiata dall'antenna. Un buon rimedio consiste nel montare un circuito Collins sulla base del conduttore oppure un circuito Jones come circuito anodico della valvola PA; questi circuiti sono dei filtri passa-basso che sopprimono il passaggio delle armoniche.

È possibile anche intercalare un circuito « tappo » L_1 C_1 all'uscita anodica della valvola PA come si può vedere in fig. 11. Nel caso si utilizzi un circuito push-pull invece della valvola PA, si dovrà montare un circuito L_1 C_1 su entrambe le valvole. Ricordiamo che il circuito L_1 C_1 deve essere realizzato in modo tale che si possa accordare sulla frequenza perturbatrice da eliminare.

b) Nel caso che la perturbazione esista sempre, si deve dedurre che essa sia irradiata dal trasmettitore stesso o portata dai fili della rete elettrica.
Si deve allora interrompere successivamente l'alimentazione dei diversi stadi, stadio per stadio, nel seguente ordine: valvola PA, duplicatore, fino allo stadio pilota; questa operazione va compiuta naturalmente osservando ogni volta quello che avviene dal punto di vista delle perturbazioni.
Quando si è trovato lo stadio in causa, sarà necessario sottoporlo alle seguenti operazioni:

1) Disaccoppiare i filamenti della valvola con due condensatori da 2000 pF ceramici

2) Inserire una bobina d'arresto VHF, disaccoppiata con un condensatore da 2000 pF ceramico a massa, nell'alimentazione anodica e di griglia schermo,

3) Inserire nel circuito anodico dello stadio perturbatore, un circuito « tappo » L_1 C_1 sintonizzato sulla frequenza di perturbazione (come abbiamo già visto in fig. 11)

4) Assicurarsi che lo stadio perturbatore non oscilli più; mettere delle resistenze da 40 Ω circa in serie alle uscite della griglia controllo e dello schermo.

5) Nel collegamento di griglia che dà l'eccitazione RF allo stadio difettoso, montare un circuito di accoppiamento a π;

6) Intercalare dei filtri VHF sui fili della rete (come indicato in fig. 7, ma con delle bobine formate da qualche spira solamente e da condensatori dell'ordine di 22 pF.

AMPLIFICATORI B. F.

interamente equipaggiati con transistor professionali al silicio

Potenza d'uscita: 150 W; **distorsione:** 1%; **frequenza di risposta:** 20 ÷ 20.000 Hz ± 2 dB; **circuiti d'entrata:** 2 canali micro con impedenza d'ingresso 60 ÷ 600 Ω, 1 canale fono-magnetico equalizz. RIAA, 1 canale fono-registratore, 1 canale per miscelatore; **controlli:** 2 volumi micro, 1 volume fono-magnetico, 1 volume fono-registratore, 1 toni bassi, 1 toni alti, 1 interruttore rete; **impedenza d'uscita:** 2-4-8-16-67 Ω, tensione costante 100 V; **alimentazione totalmente stabilizzata:** tensione alternata 50/60 Hz da 100 ÷ 270 V oppure in cc. da batteria 36 V (3 batterie auto 12 V in serie); **dimensioni:** 400 x 305 x 160.

AM. 9150

AM. 9300

Potenza d'uscita: 300 W; **distorsione:** 1%; **frequenza di risposta:** 20 ÷ 20.000 Hz ± 2 dB; **circuiti d'entrata:** 3 canali micro con impedenza d'ingresso 60 ÷ 600 Ω, 1 canale fono-magnetico equalizz. RIAA, 1 canale fono-registratore, 1 canale per miscelatore; **controlli:** 3 volumi micro, 1 volume fono-magnetico, 1 volume fono-registratore, 1 toni bassi, 1 toni alti, 1 interruttore rete; **impedenze d'uscita:** 2-4-8-16-33 Ω, tensione costante 100 V; **alimentazione totalmente stabilizzata:** tensione alternata 50/60 Hz da 100 ÷ 270 V oppure in cc. da batteria 36 V (3 batterie auto 12 V in serie); **dimensioni:** 530 x 340 x 270.

MICROFONI ■ DIFFUSORI A TROMBA ■ COLONNE SONORE ■ UNITÀ MAGNETODINAMICHE ■ MISCELATORI ■ AMPLIFICATORI BF ■ ALTOPARLANTI PER HI-FI ■ COMPONENTI PER HI-FI ■ CASSE ACUSTICHE

RCF 42029 S. Maurizio REGGIO EMILIA Via Notari Tel. 39.265 - 44.253
20145 MILANO Via Giotto 15 Tel. 468.909

7) Fra la griglia e la massa dello stadio difettoso, è necessario mettere un condensatore ceramico da 10 pF circa (C_2 di fig. 11); dopo questa operazione è necessario operare una nuova sintonizzazione in modo da ottenere la corretta eccitazione dello stadio;

8) Per queste operazioni è necessario utilizzare un pannello metallico chiuso su tutte le sue facce, collegato a terra in modo corretto.

9) Shuntare tutti i milliamperometri di misura con un condensatore ceramico da 2000 pF;

10) Per concludere, consigliamo di non fare lavorare lo stadio PA come duplicatore di frequenza, ne sovramomulare e sopprimere tutti i disturbi della manipolazione.

Diciamo a questo punto che è molto raro dover effettuare tutte queste modifiche

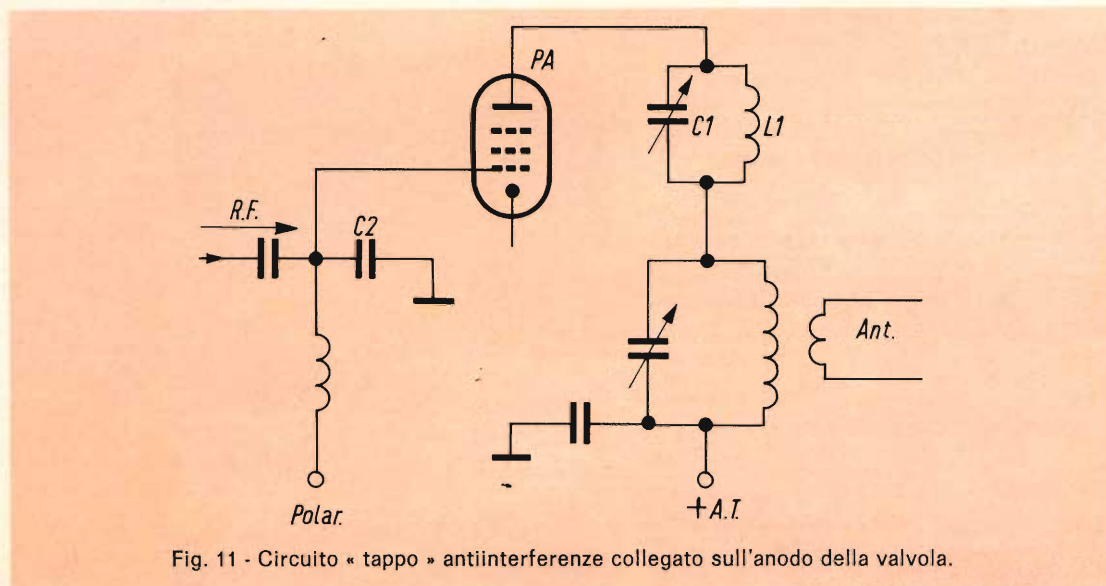



Fig. 11 - Circuito « tappo » antiinterferenze collegato sull'anodo della valvola.

su uno stesso trasmettitore. In generale l'impiego di un filtro Jones o Collins nel collegamento d'antenna, la trappola L_1 C_1 sull'uscita anodica della valvola PA, il collegamento interstadio con il circuito a π (griglia della valvola PA) e un pannello metallico, sono sufficienti a dare dei risultati soddisfacenti.

Per un trasmettitore VHF, le perturbazioni non possono interessare che l'ingresso del ricevitore TV; le interferenze sul canale MF video non devono più spaventare. Di conseguenza si devono prendere le seguenti precauzioni:

Montaggio delle trappole L_1 C_1 nei circuiti anodici, trappole accordate sulla banda video trasmessa dal trasmettitore TV e quindi si devono ritenere valide le precauzioni indicate nei punti 1 - 2 - 3 - 4 - 6 - 8 - 9 - 10.

Se dopo tutte queste prove, sia sulle onde decametriche sia sulle onde VHF, le perturbazioni TV persistono ancora, converrà vedere il ricevitore stesso; filtro di rete, schermatura completa (rivestimento metallico completo del mobile interno); orientamento dell'antenna TV; trappola intercalata all'ingresso dell'antenna del televisore e accordata sull'onda VHF perturbatrice ecc. In alcuni montaggi, il guadagno esterno del cavo coassiale di antenna non è collegato direttamente al telaio del televisore; il collegamento si effettua per mezzo di un condensatore ceramico da 1500 - 2000 pF. Se questo non è sufficiente, è necessario shuntare que-

sto condensatore con un condensatore a carta di valore elevato (20.000 - 50.000 pF circa).

Filtri-trappola per le perturbazioni TV

Prendiamo ora in considerazione i seguenti filtri:

1) Filtro destinato al montaggio sull'uscita di un trasmettitore per onde decametriche (OC)

2) Filtro destinato al montaggio sull'uscita di un trasmettitore VHF

3) Filtro destinato ad essere intercalato all'ingresso del televisore.

Filtro per trasmettitore a onde decametriche

Questo filtro è evidentemente un filtro passa-basso. La sua frequenza di taglio è posta a 45 MHz; a 55 MHz l'attenuazione

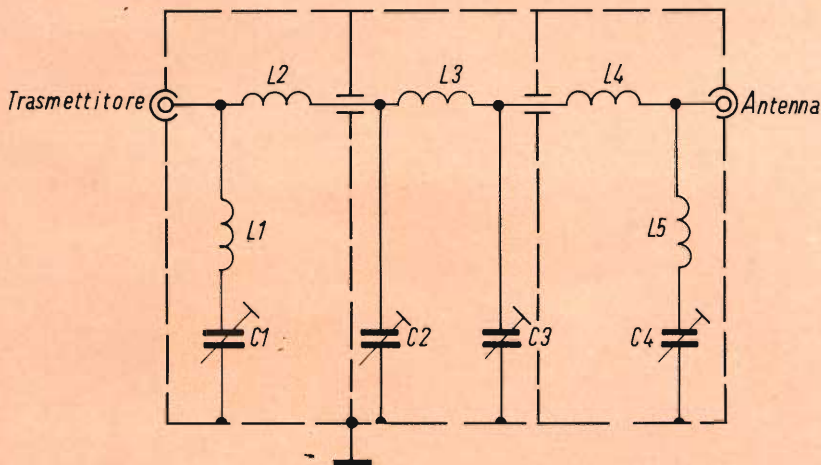



Fig. 12 - Filtro per il trasmettitore a onde decametriche.

Bobine

L_1 = 4 1/2 spire
L_2 = 1 1/2 spire
L_3 = 3/4 spire
L_4 = 4 1/2 spire
L_5 = 5 1/2 spire
L_6 = 6 1/2 spire
L_7 = 7 1/2 spire
L_8 = 6 1/2 spire

Condensatori

C_1 = 100 pF (da regolare su 42 pF)
C_2 = 140 pF (da regolare su 110 pF)
C_3 = 140 pF (da regolare su 120 pF)
C_4 = 100 pF (da regolare su 42 pF)

è di — 80 dB; a 100 MHz è di — 90 dB e si mantiene costante fino a più di 220 MHz.

Le armoniche di gamma elevata del trasmettitore vengono dunque diminuite in modo tale che sono praticamente trascurabili nei canali riservati alla televisione e in ogni caso non rischiano di provocare delle interferenze. Questo filtro è previsto per delle impedenze dell'ordine di 75 Ω, lo schema di questo filtro è riportato in fig. 12. Questo circuito deve essere interposto fra l'uscita del trasmettitore, fra il trasmettitore propriamente detto e il circuito accordato ausiliario d'antenna, e il contatto centrale del cavo coassiale di collegamento a 75 Ω per mezzo di spine coassiali E e S (E = lato trasmettitore; S = = verso il circuito ausiliario d'antenna).

Il collegamento fra il circuito PA e il circuito ausiliario d'antenna si fa con una linea a bassa impedenza, generalmente una linea a spire. È quest'ultima che si deve sostituire con un pezzo di cavo coassiale da 75 Ω d'impedenza caratteristica, nella quale si trova intercalato il filtro passa-basso.

Tutti gli avvolgimenti sono realizzati in aria, con un diametro interno di 12 mm, il filo deve essere di rame smaltato da 20/10 di mm tenendo uno spazio fre le spire uguale al diametro del filo.

I condensatori da C_1 a C_4 posti nel circuito sono del tipo regolabile ad aria. Questi sono destinati a sintonizzare ogni ramo dei circuiti serie sulle frequenze seguenti:

L_1 - C_1 su 55 MHz

L_2 - C_2 su 70 MHz

L_3 - C_3 su 85 MHz

L_4 - C_4 su 55 MHz

Il condensatore C_5 è fisso, la sua capacità deve essere di 134 pF, esso è costituito da due condensatori in parallelo da 67 pF da misurare per ottenere la capacità richiesta (condensatori di tipo ceramico con elevata tensione di rottura, valore normale = 68 pF).

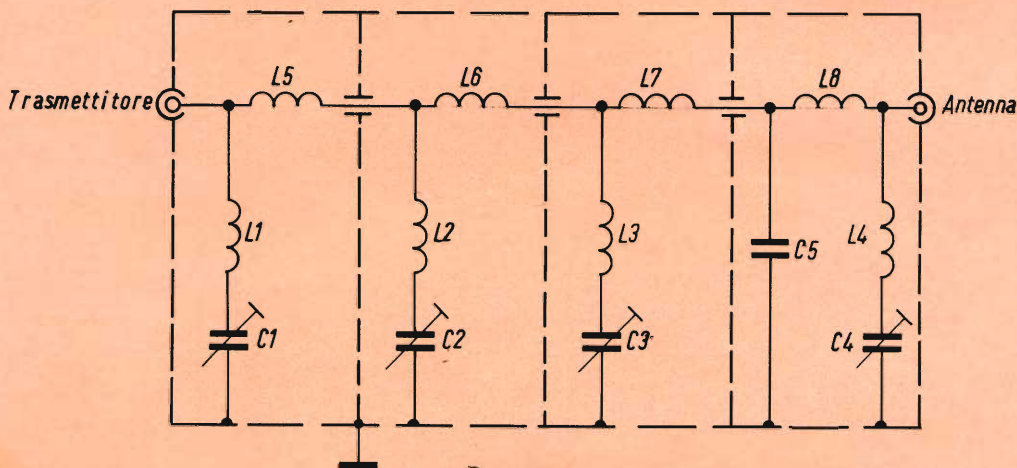



Fig. 13 - Circuito di filtro per trasmettitore

Bobine

L_1 = 3 spire - larghezza della bobina 6 mm
L_2 = 2 spire - larghezza della bobina 3 mm
L_3 = 5 spire - larghezza della bobina 20 mm
L_4 = 2 spire - larghezza della bobina 3 mm
L_5 = 3 spire - larghezza della bobina 6 mm
Tutti gli avvolgimenti sono realizzati in aria con un diametro interno di 6 mm in filo di rame smaltato da 12/10 di mm.

Condensatori

C_1 = 25 pF - da regolare su 11 pF
C_2 = 50 pF - da regolare su 38 pF
C_3 = 50 pF - da regolare su 38 pF
C_4 = 25 pF - da regolare su 11 pF

Il circuito di filtro deve essere montato in un contenitore completamente schermato e chiuso come si può vedere in figura 12.

I collegamenti alla massa dei diversi punti dei circuiti e delle parti esterne delle prese coassiali E e S si fanno direttamente per saldatura sul contenitore, essendo quest'ultimo collegato direttamente a massa e alla terra del trasmettitore. Le piastre di chiusura sono anch'esse saldate all'interno del contenitore; queste sono munite di un foro con un anello di gomma per il passaggio dei collegamenti. Solo una faccia del contenitore è fissa (tenuta per mezzo di viti).

Filtro per il trasmettitore

Questo filtro è evidentemente un filtro passa basso, il suo schema è rappresentato in fig. 13. La sua impedenza è dell'ordine di 75 Ω. Questo filtro si intercala dall'uscita del trasmettitore sul cavo coassiale di collegamento all'antenna.

Indichiamo nella didascalia della figura le capacità da regolare solo a titolo indica-

tivo perchè sulla banda VHF questa regolazione è piuttosto difficile. Anche la più piccola differenza nella costruzione delle bobine, la lunghezza dei collegamenti, le capacità parassite sono dei fattori che modificano la frequenza di risonanza dei circuiti. Sarà dunque prudente ritoccare eventualmente le regolazioni dei condensatori C_1 - C_2 - C_3 - C_4, la frequenza di taglio del filtro si deve fare a 160 MHz. La realizzazione pratica si deve fare come nel caso precedente, cioè un contenitore metallico chiuso in tre compartimenti uguali. Ricordiamo ancora che siccome l'induttanza dei collegamenti interviene in maniera decisiva su queste frequenze elevate; a titolo d'esempio diciamo che le dimensioni del contenitore dovrebbero essere di circa 32 x 32 x 180 mm, come si può constatare queste dimensioni non sono eccessive e permettono allo stesso tempo di avere dei collegamenti abbastanza corti.

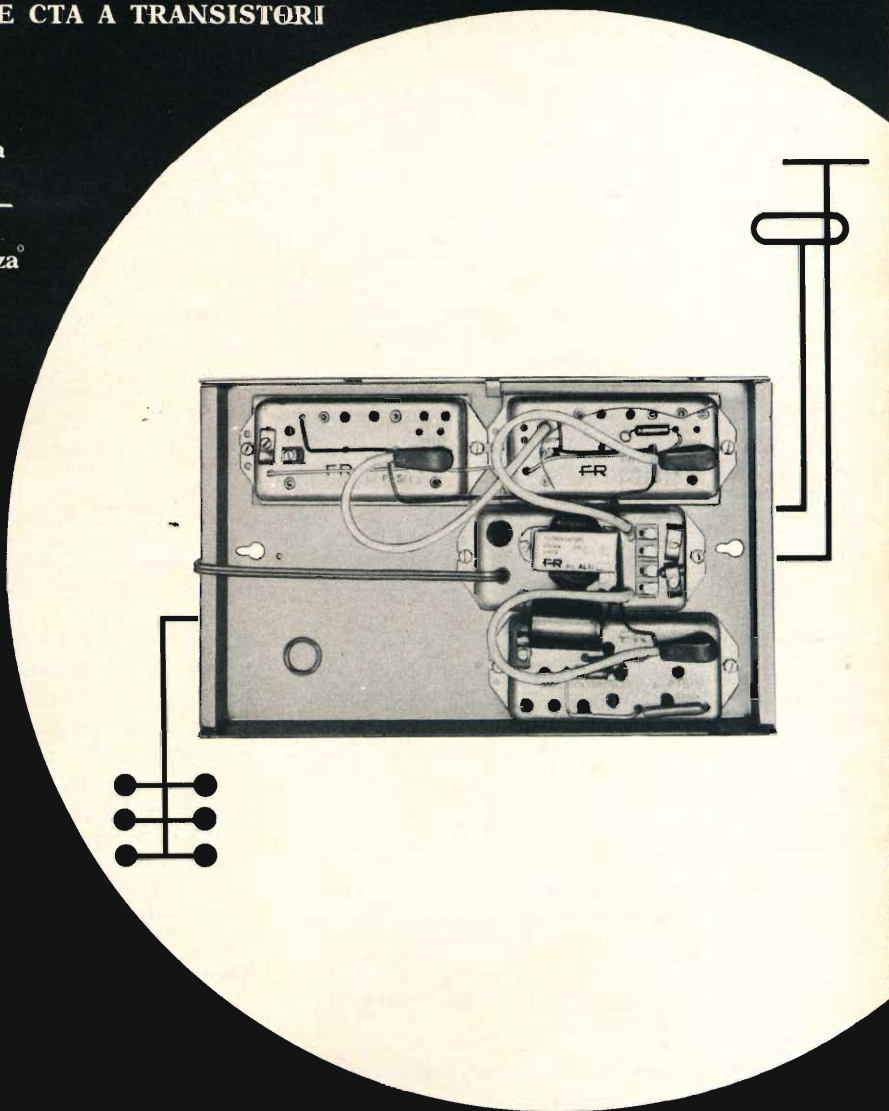
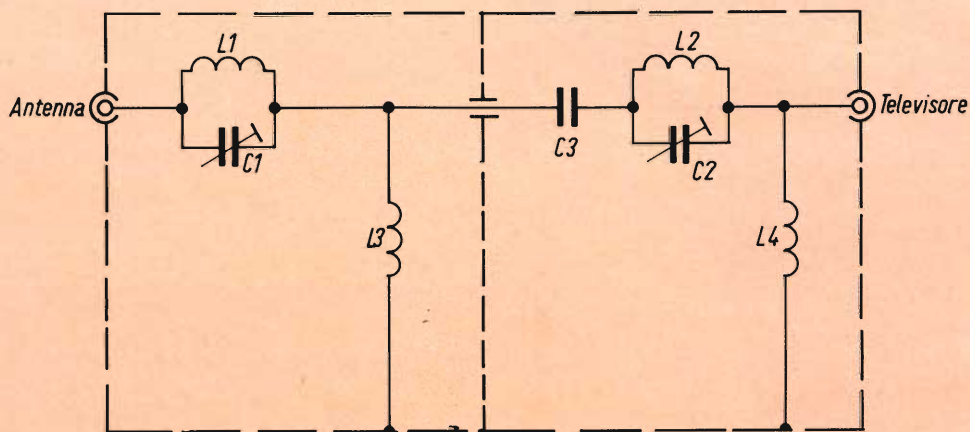



Fig. 14 - Filtro a doppio π per televisori.

Bobine

L_1 - L_2 = 4 spire di filo di rame smaltato da 16/10 di mm avvolte in aria, diametro interno 12 mm, distanza fra le spire uguale al diametro del filo

L_3 - L_4 = 7 spire - come le precedenti

Condensatori

C_1 = 150 pF (regolabile in aria)

C_2 = 150 pF (regolabile in aria)

C_3 = 22 pF ceramico

Filtro per televisori

Un filtro può essere inserito in modo vantaggioso all'ingresso di un televisore quando le onde perturbatrici raggiungono direttamente il canale MF dell'apparecchio, vale a dire quando la fondamentale o le armoniche del trasmettitore cadono nella banda passante MF del ricevitore. Si tratta di un filtro previsto per l'impedenza caratteristica di 75 Ω dei cavi coassiali dell'antenna televisiva; questo filtro si intercala all'ingresso dell'antenna del televisore (fig. 14). Questa volta si tratta di un filtro passa-alto in cui si deve regolare la frequenza di taglio verso i 30 MHz.

Si tratta di un filtro molto semplice, composto di sole due sezioni il cui schema è riportato in fig. 14. La realizzazione pratica è la stessa di quella effettuata per i filtri precedenti.

I circuiti L_1 - C_1 e L_2 - C_2 devono essere accordati su 28 - 30 MHz; è però possibile accordare una cellula (per esempio la L_1 - C_1) sui 21 MHz; per questo si dovrà avere L_2 = 8 spire, L_4 = 9 spire mentre il resto resta uguale.

(Da « Radio Electronics » 6803)

NUOVO ANALIZZATORE MOD.

CORTINA

20kΩ/V cc

CARATTERISTICHE

- *57 portate effettive*
- *Strumento a bobina mobile e magnete permanente CL. 1 con dispositivo di* **PROTEZIONE** *contro sovraccarichi per errate inserzioni*
- *Bassa caduta di tensione sulle portate amperometriche 50µ A - 100 mV/5 A - 500 mV*
- *Boccole di contatto di nuovo tipo con* **SPINE A MOLLA**
- *Ohmmetro completamente alimentato da pile interne: lettura diretta da* **0,05 Ω** *a 100 M Ω*
- *Cablaggio eseguito su piastra a circuito stampato*
- *Nuovo concetto costruttivo con elementi facilmente sostituibili per ogni riparazione*
- *Componenti elettrici professionali:* **ROSENTHAL - SIEMENS - PHILIPS**
- **INIETTORE DI SEGNALI UNIVERSALE** *transistorizzato per radio e televisione. Frequenze fondamentali 1 kHz e 500 kHz; frequenze armoniche fino a 500 MHz (solo sul mod. Cortina USI)*
- *Scatola in* **ABS** *di linea moderna con flangia* **GRANLUCE** *in metacrilato*
- *Astuccio in materiale plastico antiurto*

Mod. CORTINA **L. 12.900**

Mod. CORTINA USI versione con iniettore di segnali universale **L. 14.900**

PRESTAZIONI

A=	6 portate	da	50 µA	a	5 A
V=	8 portate	da	100 mV	a	1500 V (**30 kV**)*
V~	7 portate	da	1,5 V	a	1500 V
VBF	7 portate	da	1,5 V	a	1500 V
dB	7 portate	da	—20 dB	a	+66 dB
Ω	6 portate	da	1 kΩ	a	100 MΩ
A~	5 portate	da	500 µA	a	5 A
pF	2 portate	da	50000 pF	a	500000 pF
µF	6 portate	da	10 µA	a	1 F
Hz	3 portate	da	50 Hz	a	5 kHz

* **Nuovo puntale AT 30 kV** *per televisione a colori; su richiesta a* **L. 4300**

astuccio ed accessori compresi

franco n/s stabilimento

CHINAGLIA elettrocostruzioni s.a.s. 32100 Belluno
via Tiziano Vecellio, 32 - Tel. 25.102

SERVIZIO SPECIALE

SALONE INTERNAZIONALE DEI COMPONENTI ELETTRONICI

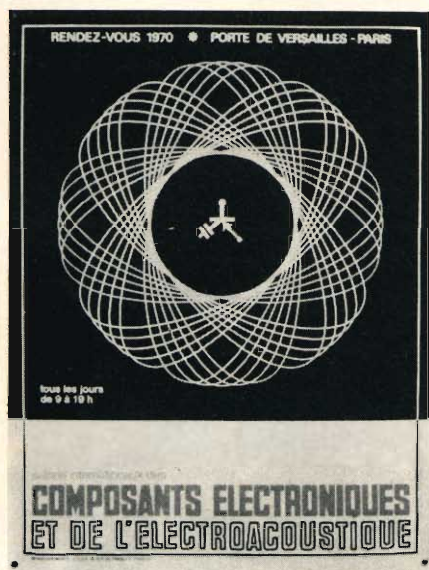
PARIGI 1969

Dal 28 marzo al 2 aprile, anche quest'anno, ha avuto luogo a Parigi il « Salon des Composants Electroniques » contemporaneamente al « Salon International de l'Electroacustique », alle « Giornate Tecniche » ed al « Colloquio sulle Teleinformazioni ».

Gli espositori partecipanti sono stati esattamente 1.000, provenienti da 20 nazioni differenti mentre i visitatori sarebbero stati non meno di 170.000.

La nostra Rivista, con « Sperimentare » ed « Elettronica Oggi » era presente in un proprio stand.

Per quanto riguarda i prodotti presentati dai vari espositori, in linea generale si è potuto rilevare una più accentuata presenza di migliorie e perfezionamenti, piuttosto che di novità sensazionali, con una tendenza verso esecuzioni sempre più curate e prestazioni ad alta affidabilità.

Ad esempio, la TEKELEC-AIRTRONIC ha presentato una vasta gamma di moduli operazionali (fig. 1) che comprende: amplificatori differenziali bipolari, ad effetto di campo, a chopper, a varactor ed altri ancora.

Inoltre, nel suo stand, fra numerosi componenti e strumenti, si notavano degli esemplari di una nuova serie di generatori ad impulsi miniaturizzati (fig. 2) per frequenze da 0,01 Hz a 10 MHz, con ritardo regolabile da 50 ns a 100 ms e larghezza identica al ritardo. Il tempo di salita, per tutti i modelli della serie, è di circa 2,5 ns con un'uscita simultanea di ± 10 V su 50 Ω.

La stessa fabbrica produce anche numerosi tipi di elettromagneti standard e speciali.

La fig. 3 ne illustra un esemplare realizzato con traferro di 60 ± 0,01 mm, una larghezza dei poli di 200 mm ed un angolo di deviazione di 40°.

Gli avvolgimenti sono raffreddati mediante circolazione d'acqua ed il circuito magnetico è doppio; la presenza di due traferri consente di deviare un fascio di elettroni di 100 Me V/C in direzioni diverse.

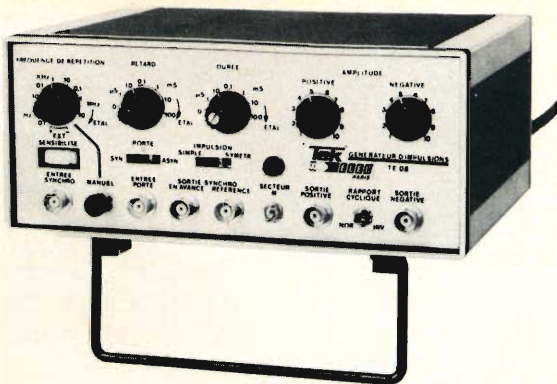



Fig. 2 - Generatore d'impulsi « Tekelec » mod. TE 08, per frequenze da 1 Hz a 10 MHz. Esiste anche il mod. TE 09 per frequenze da 0,1 Hz a 10 MHz.

La AIRTRONIC SEMICONDUCTEURS, da poco ammessa al « Sitelesc » (il potente sindacato dei costruttori francesi di tubi elettronici e semiconduttori) ha proposto una serie molto assortita di transistor FET

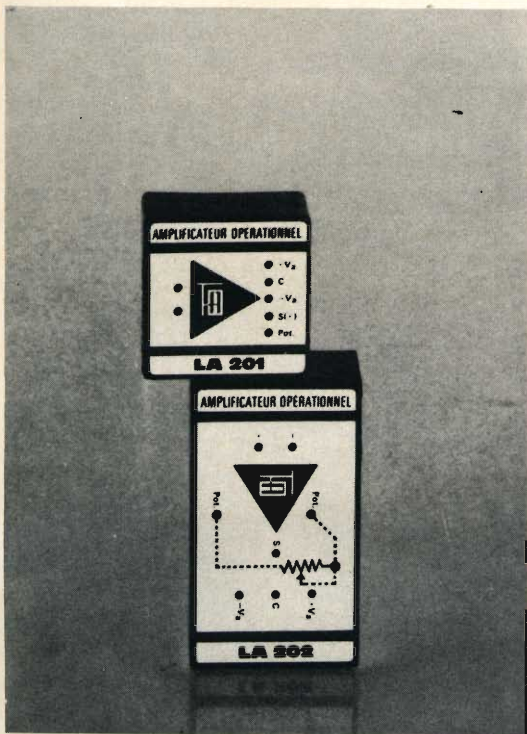



Fig. 1 - Due moduli operazionali « LOG AN » della « Tekelec-Airtronic ».

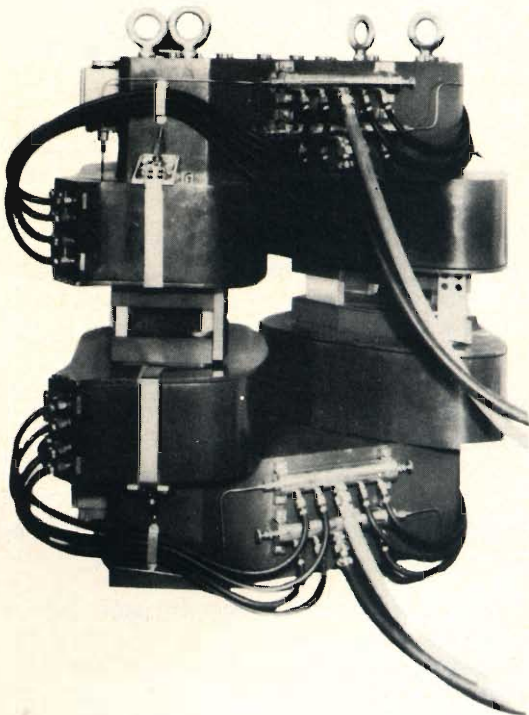



Fig. 3 - Elettromagnete a doppio traferro per la deflessione simmetrica di fasci di elettroni da 1000 MeV/C.

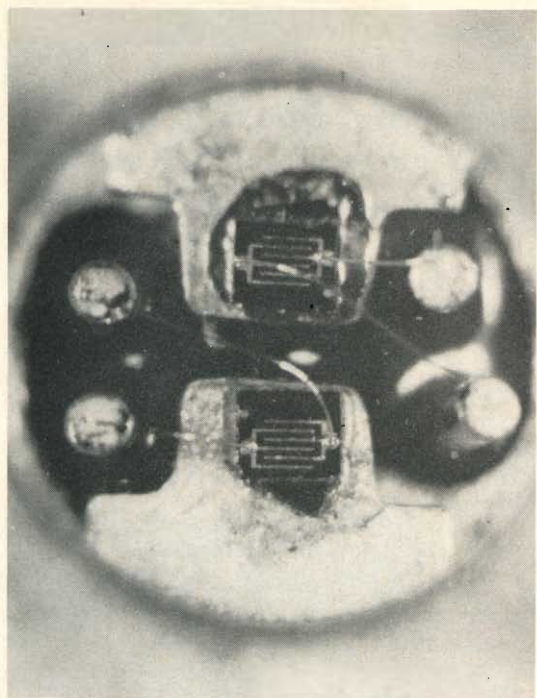



Fig. 4 - Transistor differenziale FET della « Airtronic Semiconducteurs » mostrato senza « case ». Si noti la struttura interdigitale propria dei FET a tolleranza ristretta.

Fig. 5 - Potenziometro con regolazione frontale o laterale della « Spectrol ».

capace di soddisfare qualsiasi esigenza, sia civile che professionale.

Notevole interesse hanno suscitato i suoi FET differenziali (fig. 4) a minima deriva e con tolleranze ristrettissime con struttura interdigitale.

La SPECTROL ha esposto, fra l'altro, un suo nuovo potenziometro economico (mod. 53) con regolazione frontale o laterale (fig. 5).

Secondo il costruttore, tale potenziometro eliminerebbe il problema delle dispersioni pur essendo di facile inserimento in circuito. La resistenza di contatto varia meno del 5%, grazie ad un cursore di disegno speciale che copre una larga parte della pista resistiva.

Questo potenziometro è disponibile nella gamma di resistenze standards da 10 Ω a 1 MΩ, con una tolleranza del ± 20% ed un coefficiente di temperatura compreso fra + 450 e — 300 x 10^{-6}/°C. La potenza ammissibile a 50 °C è di 0,5 W e le temperature di funzionamento possono estendersi da — 65 °C a + 150 °C.

Con la sigla RAMALOG è stata presentata un'apparecchiatura (fig. 6) molto impegnativa per la spettroscopia Raman.

Essa consta di una sorgente di luce laser (mod. Spex 1430) con tutti gli accessori per analisi in fase liquida, spettrometro doppio, mod. 1401 completo di rivelazione, amplificatore e sistema di registrazione. La sorgente di luce è del tipo He-Ne oppure Ar/Kr* e viene rivelata mediante fotomoltiplicatori dopo che ha subìto una doppia dispersione additiva.*

I ROCKLAND LABS hanno attirato l'attenzione degli specialisti esponendo, fra l'altro, dei modelli di filtri operazionali adatti per l'analisi dei dati, per lo studio dei servomeccanismi, l'equalizzazione dei

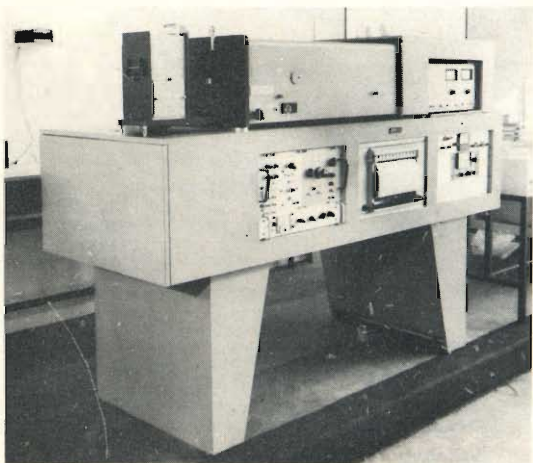



Fig. 6 - La complessa apparecchiatura « Ramalog » per spettroscopia Raman in luce laser.

trasduttori ed il miglioramento del rapporto segnale-disturbo in molte applicazioni pratiche (ricerche oceanografiche, geofisica, ricerca medica, analisi di vibrazioni, ecc.).

Questi filtri permettono anche la simulazione di funzioni di trasduzione e di circuiti attivi, nonché l'analisi spettrale in tempo reale. Le caratteristiche principali dei filtri operazionali della serie 1000 (fig. 7) possono essere così riepilogate:

— *funzionamento nella gamma di frequenze compresa fra 0,001 Hz e 10 kHz con possibilità di operare come filtri passa-basso, passa-alto, passa-banda o filtri di taglio.*

Sono incorporati degli amplificatori a minimo rumore e piccola deriva che garantiscono un'amplificazione di 40 dB su tutta la banda preselezionata.

I sistemi di filtraggio possono anche essere portati in funzionamento attivo (oscillatori), nel qual caso si ottengono onde sinusoidali utilizzabili in uso generale e che sono esternamente sincronizzabili.

Tutti i filtri impiegati sono del tipo « Butterworth » ed utilizzano, come elementi attivi, degli amplificatori operazionali ad effetto di campo. La banda passante dei filtri è regolabile separatamente mediante commutazione di 0, 6, 12, 18 e 24 dB per ottava. L'ingresso è di tipo differenziale con impedenza superiore ai 2 MΩ.

Esiste anche una serie di filtri operazionali (serie 1020 F) con indicazione digitale della frequenza di taglio.

VARADYNE ha presentato i regolatori di tensione della serie J (fig. 8) che sono

Fig. 7 - Filtro operazionale (attivo e passivo) per frequenze da 0,001 Hz a 10 kHz dei « Rockland Labs., Inc. ».

Fig. 8 - Regolatore di tensione della serie J (« Varadyne ») realizzato con circuiti ibridi a film spesso.

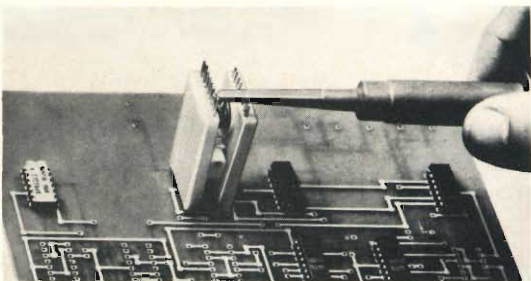



Fig. 9 - La pinza « Dip Test » che permette il controllo dei circuiti integrati dual-in-line, sia a 14 che a 16 terminali.

dei circuiti ibridi a film spesso, che regolano una tensione continua nell'intervallo di temperature comprese fra — 55 °C e + 125 °C.

Questi sistemi trovano applicazione nei casi in cui la regolazione deve essere parte integrante del circuito alimentato, per eliminare i problemi dei transistor e delle dissipazioni di energia negli alimentatori centrali.

La regolazione è dell'ordine dello 0,005%, con una percentuale di reiezione sull'ondulazione di 90 dB a 10 Hz e di 60 dB a 100 kHz.

Questi regolatori sono capaci di sopportare delle correnti sino ad 1 A, dissipando in aria libera a 25 °C sino a 1,8 W. La po-

Fig. 10 - Nuovi condensatori al tantalio di ridotte dimensioni senza terminali filiformi e direttamente saldabili tramite due metalizzazioni laterali.

tenza disponibile per il carico è, in alcuni modelli della serie J, di 10 W. Se il regolatore è montato su un radiatore con resistenza termica di 36 °C/W, la dissipazione può salire a 5 W e la potenza utile aumenta a 24 W.

Fig. 11 - Sempre più diffusi sono i circuiti stampati flessibili, realizzati su pellicola di poliestere (« BXL) ».

I regolatori sono totalmente protetti contro i cortocircuiti e possono sopportare sovraccarichi senza danneggiarsi.

Sempre più diffuse si sono dimostrate le pinze DIP TEST (fig. 9) che sono state particolarmente concepite per i circuiti integrati dual-in-line.

Si tratta di un utensile di controllo, realizzato in materiale dielettrico ad alta densità, che possiede un meccanismo a molla, per il funzionamento a pinza, oltre a dei contatti in bronzo fosforoso placcati in oro. La sua forma permette di stabilire fra i contatti della pinza e quelli del circuito integrato delle connessioni realizzabili mediante semplice inserimento.

Una molla elicoidale garantisce il perfetto bloccaggio del circuito integrato in prova. La forma particolare delle rastrelliere di contatto previene qualsiasi cortocircuito fra terminali adiacenti dell'IC e facilita l'inserimento della pinza nel circuito.

La pinza in questione permette di provare, senza toglierli dal circuito, tutti i circuiti integrati dual-in-line, siano essi a 14 od a 16 uscite.

Condensatori al tantalio CM di dimensioni ridottissime hanno costituito una gradita sorpresa per i visitatori del Salone.

Questi condensatori hanno abbandonato la forma tradizionale cilindrica per assumere quella di un parallelepipedo provvisto, nella sua parte inferiore, di due metallizzazioni (fig. 10) in nichel stagnato che consentono la saldatura diretta del condensatore su un supporto di ceramica o di silicio mediante trattamento al forno.

A titolo d'esempio, un condensatore da 1 μF misura 3,2 x 1,8 mm ed ha uno spessore di 1 mm; un condensatore da 220 μF ha dimensioni di 9,5 x 12 mm ed ha uno spessore di 4 mm.

La massima temperatura temporanea sopportata da questi condensatori è di 250 °C, mentre l'assortimento attuale comprende 5 valori che si estendono sino a 220 μF - 50 V.L.

Anche se ormai non sono più una novità, sempre notevole interesse hanno suscitato i circuiti stampati flessibili (fig. 11) pre-

sentati al Salone in vista di varie applicazioni, ma soprattutto per cablaggi telefonici, TV, per calcolatori, per impianti d'auto, ecc.

Degni di nota i circuiti flessibili BXL in poliestere che si lavorano con gli stessi procedimenti impiegati per i circuiti stampati rigidi.

La pellicola di poliestere impiegata è perfettamente piegabile ed arrotolabile, con temperature d'impiego comprese fra — 60 e + 150 °C; l'assorbimento d'umidità è dello 0,5% con una rigidità dielettrica di 157 kV/mm. La resistenza alla trazione è dell'ordine di 1,55 kgf/cm² con un valore della tangente dell'angolo di perdita di 0,016.

Questi circuiti flessibili sopportano durante la saldatura una temperatura di 230 °C per oltre 10 s e la notevole flessibilità è assicurata anche dai sottili strati di rame impiegati (0,035 ÷ 0,075 mm); lo spessore totale di un circuito stampato flessibile pronto per l'incisione va da un minimo di 0,13 mm ad un massimo di 0,22 mm.

Una testa a riflessione, destinata alla lettura di segni di riferimento piccoli o privi di contrasto, è stata presentata, fra l'altro, da COMETA (fig. 12).

Il sistema ottico brevettato è composto da una combinazione di lenti e fibre ottiche in vetro. L'immagine del filamento di una lampada è formata sull'entrata di un primo ramo di un cavo conduttore di luce flessibile, conformato a forcella.

La luce che esce dal tratto comune di cavo è concentrata mediante una lente sul segno di riferimento da rivelare, ritorna indietro ripercorrendo il tratto comune del cavo a fibre ottiche e fuoriesce dall'altro ramo della forcella.

Una cellula a fotoresistenza, collocata in corrispondenza di tale secondo ramo, è sottoposta alle variazioni di luce provocate dal segno di riferimento. Una seconda cellula, eccitata direttamente dalla lampada, ha il compito di compensare le variazioni di luminosità dovute a delle variazioni di tensione od all'usura della lampada. La distanza di lavoro può raggiungere 80 mm.

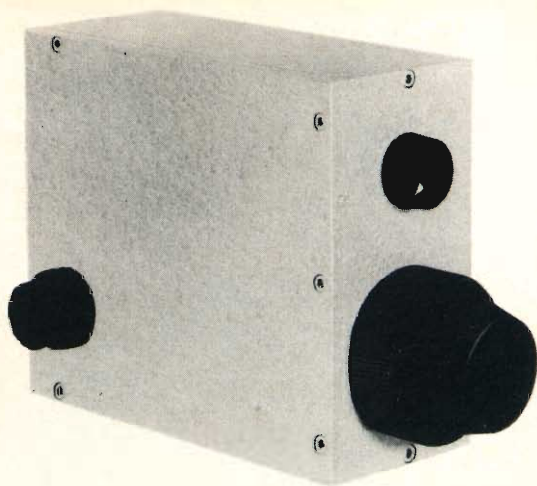



Fig. 12 - Testa a riflessione (mod. TR 10-«Cometa») per la lettura di segni di riferimento piccoli o privi di contrasto.

La sensibilità di questo dispositivo è tale che può con facilità rivelare la presenza di un capello se si usa una fenditura luminosa a linea sottile.

Questa testa TR 10 è particolarmente consigliabile per applicazioni nel campo dell'imballaggio.

Oltre a «transferometri» industriali, generatori sequenziali a memoria, ecc. la SOFELEC ha presentato il commutatore elettronico miniatura, tipo CEHN 416 (figura 13).

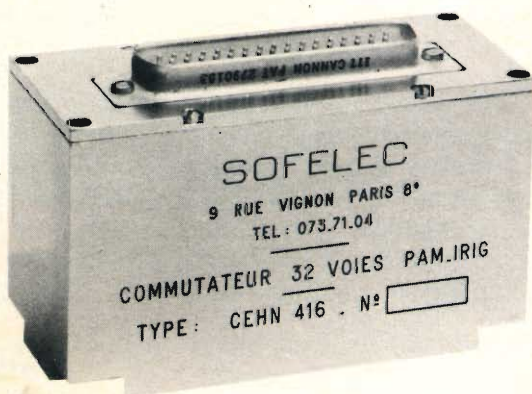



Fig. 13 - Commutatore elettronico miniatura a 32 vie della « Sofelec » di Parigi.

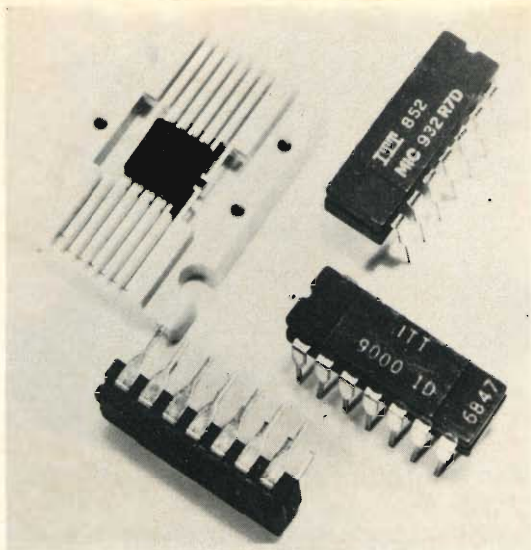



Fig. 14 - Circuiti integrati digitali TTL rapidi, serie MIC 9000-« ITT », dual-in-line.

Fig. 15 - Fra i nuovi diodi al silicio presentati dalla « ITT » vi erano i tipi BA 243 e BA 244 destinati a sostituire i commutatori meccanici nei tuners TV.

Si tratta di un commutatore a 32 vie, particolarmente adatto per telemisure mediante segnali analogici ad alto livello. Nella sua versione standard esso viene fornito con uscita dei segnali secondo il codice IRIG - PAM 2.

Questo commutatore elettronico si compone di: orologio, sequenza digitale, unità analogiche, adattatore di impedenza, codificatore ed alimentatore.

Pesa 200 g e misura (fuori tutto): 39 x x 89 x 51,5 mm.

Infine, la ITT ha esposto al Salone una così vasta gamma di componenti elettronici, oltre a diversi apparecchi per laboratorio e produzione, che è impossibile citarli tutti neppure in parte. Si è trattato infatti di una delle più massicce partecipazioni spazianti in quasi ogni settore.

Nella fig. 14 sono visibili i circuiti integrati ITT, digitali TTL rapidi.

Questa nuova serie logica (MIC 9000) comprende 12 tipi aventi un « fan-out » elevato e piccoli tempi di propagazione, con piccola dissipazione di potenza ed elevata carica capacitiva. La tensione di alimentazione è di 5 V ± 10% per temperature da — 55 a + 125 °C, tempo di propagazione di 10 ns ed 1 V d'immunità da fruscio.

La ITT ha anche presentato numerosi nuovi diodi al silicio, tra cui i tipi per commutazione BA 243 e BA 244 (fig. 15) adatti per sostituire i commutatori meccanici nei tuners TV per il cambio dei canali.

Questi diodi possono funzionare da 10 a 1000 MHz e la loro resistenza-serie dinamica è sempre costante e molto piccola.
In particolare il tipo BA 243 è adatto quale diodo di commutazione per i canali VHF, mentre il tipo BA 244 è ideale per le UHF.

Le caratteristiche fornite in proposito dalla Casa sono le seguenti:

$C < 2$ pF per $V_r = 15$ V con $f = 100$ MHz;
BA 243 : r_s 0,5 Ω per $I_F = 10$ mA con $f = 50 \div 1000$ MHz;

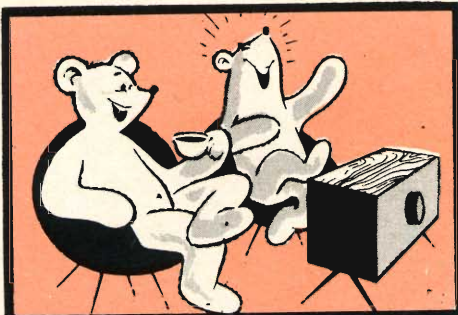
BA 244 : r_s 1 Ω per $I_F = 10$ mA con $f = 50 \div 1000$ MHz.

NON SCARICATEMI LE BATTERIE!

io TAPE AMPLI RECORD ho l'alimentatore incorporato

SONO INDISPENSABILE AL REGISTRATORE PHILIPS EL 3302 PERCHÈ DONO ALLA SUA VOCE UNA POTENZA MAGGIORE

QUESTA È LA MIA MEMORIA; INFATTI QUI RACCHIUDO TUTTO QUELLO CHE HO REGISTRATO

IL MIO NUMERO DI MATRICOLA È ZZ/0996-00 IO SONO ESTREMAMENTE DOCILE AI VOSTRI COMANDI E QUANDO AVETE BISOGNO CHE IO ASCOLTI O COMUNICHI CON VOI NON AVETE CHE AZIONARE QUESTO PULSANTE

VIDEO RISATE

« Mio marito preferisce un altro programma... ».

RADIO DIFFUSIONE E TV

a cura di P. Soati

LA RICEZIONE DELLE STAZIONI AD ONDA CORTA

Prima di concludere le puntate che abbiamo dedicato alla ricezione delle stazioni di radiodiffusione sulle onde corte, dobbiamo prendere in considerazione un ultimo argomento, che ci è stato proposto da alcuni lettori, e che riguarda le sigle che sono incise nella parte anteriore ed in quella posteriore dei radioricevitori ed alcune definizioni che si rilevano negli opuscoli contenenti le istruzioni per il loro uso.

La cosa naturalmente non presenterebbe difficoltà d'interpretazione se le abbreviazioni, o il frasario, si riferissero a termini italiani o francesi. In questo caso infatti sarebbe facile intuire come la sigla **OM** significhi **Onda Media, OC, Onda Corta,** e così via. Purtroppo molti dei ricevitori, siano essi del tipo comune od aventi caratteristiche professionali o semi professionali, sono importati dall'estero e di conseguenza, tanto le suddette sigle quanto le istruzioni, sono redatte, nella maggior parte dei casi, in lingua inglese o tedesca.

Bisogna ammettere che ormai la nostra lingua esce praticamente umiliata nei confronti delle lingue in uso nelle nazioni estere che esportano radioapparecchi, nel nostro paese. Come non mettere in evidenza, a questo proposito, le gravi colpe dei grandi enti che sono i maggiori acquirenti di apparecchiature professionali costose, che

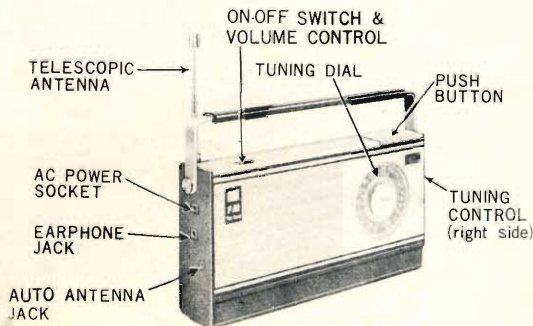



Fig. 1 - Terminologia relativa al ricevitore Hitachi KH-1101 H.

frequentemente potrebbero essere fabbricate ed acquistate in Italia (ma che non lo sono a causa dei soliti intrallazzi che sono propri di certi ambienti), e che accettano di ricevere le istruzioni redatte in lingua inglese, tedesca o magari olandese, nelle quali non di rado si fa uso di termini poco conosciuti, che risultano incomprensibili ai nostri tecnici, anzichè esigere che le stese siano redatte in lingua italiana. In questo campo anche gli spagnoli dimostrano una maggiore dignità!

Bisogna ammettere che proseguendo di questo passo, in un prossimo futuro la lingua italiana sarà considerata alla stessa

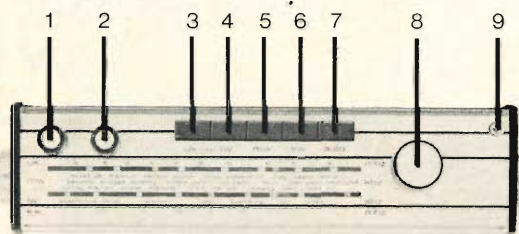



Fig. 2 - Indicazioni sulla scala del ricevitore AKKORD - T-831.

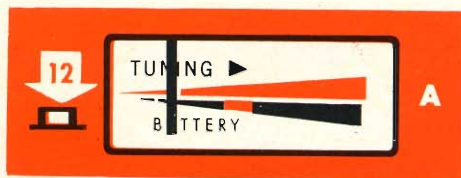



Fig. 3 - Particolare dello strumento indicatore del ricevitore Philips L6X38T.

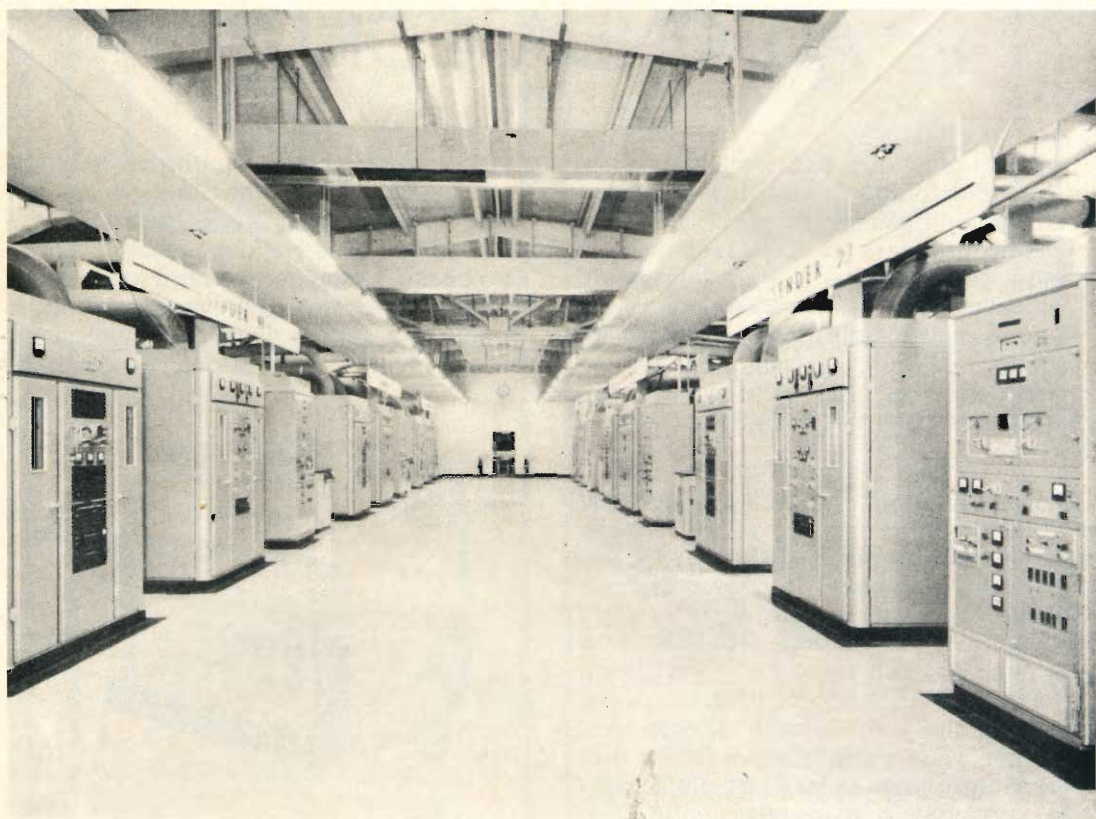



Fig. 4 - 6 trasmettitori Marconi da 250 kW su onde corte in servizio presso la stazione radio della BBC

stregua del Mandinga che si parla nel Gambia mentre, per nostra fortuna, da Shanghay alla Crimea, da Dakar alla Boca di Buenos Aires, a New York alla California, continueranno ad essere conosciuti dialetti come il genovese, il napoletano, il siciliano ed altri, che della nostra lingua hanno certamente più vitalità!

Comunque, considerato come stanno le cose, abbiamo ritenuto opportuno compilare una specie di glossario delle principali sigle ed espressioni tecniche in lingua inglese e tedesca dandone il relativo significato in lingua italiana. E con ciò riteniamo di aver fatto cosa grata ai nostri lettori.

ABBREVIAZIONI inglesi	ABBREVIAZIONI tedesche	SIGNIFICATO in inglese, tedesco, italiano
AFC		Automatic frequency control Automatische Scharfabstimmung **Controllo automatico di frequenza**
AGC		Automatic gain control Automatische Laustärkeregulung **Controllo automatico di guadagno**
AM	AM	Amplitude modulation Amplituden modulation **Modulazione di ampiezza**
AT	AT	Amateur band Liebhaber (liebhaber stelle) **Gamma di radioamatori**
BC		Broadcasting Rundfunk **Radiodiffusione**
RF	RF	Radio frequency Radiofrequenz **Radio frequenza (alta frequenza)**
HF	HF	High frequency Hoch frequenz **Alta frequenza (bassa frequenza)**
FM	FM	Frequency modulation Frequenz modulation **Modulazione di frequenza**
LW	LW	Long wave Langwelle (francese GO, grandes ondes) **Onde lunghe**
MW	MW	Medium wave Mittelwelle (francese PO, petites ondes) **Onde medie**
SW (1, 2, 3...)	KW (1, 2, 3...)	Short wave Kurzwelle **Onde corte**

UHF	UKW	Ultra high frequency (ultrashort wave) Ultrakurzwelle **Onde ultracorte**
	LF	Amateur station Liebhaberfunk stelle **Stazione di radioamatore**
CW	CW	Continous wave Kontinuierliche **Onda persistente (telegrafia)**
SSB	ESB	Single side band Einseitenband **Banda laterale unica**
LSB	USb	Lower side band Unteres Seitenband **Banda laterale inferiore**
USB	OSb	Upper side band Ober Seintenband **Banda laterale superiore**
LOCK		Lock Verriegeling (einrichtung) **Dispositivo di blocco**
RCVR		Receiver Empfänger **Ricevitore**

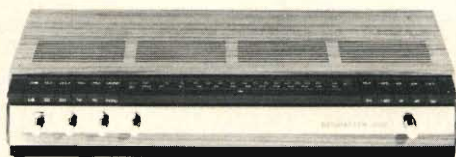
TERMINOLOGIA

Inglese	Tedesco	Italiano
Adjust the volume	Lautstärke einstellen	Regolatore di volume
Aerial	Antenne	Antenna
Aerial cable	Luftkabel	Cavo di antenna
Band	Band	Banda
Band switch	Bandschalten	Commutatore di gamma
Bandwidth	Bandbreite	Larghezza di banda
Band spread	Banddehnung Bandspreizung	Allargatore della banda
Bass	Basse	Bassi
Batteries	Batterien	Batterie
Beacon	Bakensender (Radiobaken)	Radiofaro
Botton view	Von unten gesehen	Visto dal disotto
Button	Taste (Knopf)	Bottone (manopola, tasto)
Chek the batteries	Batterien üperprüfen	Controllo delle batterie

un B&O per Voi

BANG & OLUFSEN A/S BY APPOINTMENT TO THE ROYAL DANISH COURT

Det danske kvalitetsmærke

1 beomaster 1000

Amplificatore - Sintonizzatore stereo FM « B.& O. »

Interamente transistorizzato. Ingressi per registratore, pick-up magnetico, piezo e presa per antenna esterna
Uscita per altoparlanti supplementari
Controlli di volume, toni separati e bilanciamento
Filtri antirombo, antifruscio e fisiologico
Sintonizzatore con AFC e collegamenti per decoder stereo
Elegante mobile in noce

1 beogram 1000-V

Giradischi stereo « B. & O. »

3 velocità - motore asincrono a 4 poli
Braccio in lega leggera bilanciato
Dispositivo di discesa frenata del braccio
Pressione d'appoggio regolabile da 0÷4 g
Completo di base in legno pregiato e coperchio in plexiglass
Corredato di cartuccia tipo SP 7
Alimentazione: 220 V - 50 Hz
Dimensioni con coperchio: 358 x 308 x 160

2 beovox 1000

Diffusore « B. & O. »

Mobile in legno pregiato di tipo completamente chiuso
Potenza nominale: 10 W
Campo di frequenza: 45 ÷ 18.000 Hz
Altoparlanti impiegati:
1 woofer
1 tweeter
Impedenza: 4 Ω
Dimensioni: 470 x 240 x 190

presso tutti i punti di vendita dell'organizzazione G.B.C. in Italia

a L.255.000

Circuit	Kreise	Circuito
Connection	Anschluss	Collegamento, connessione
Depress button	Knopf drücken	Premere il bottone (il pulsante)
Dial	Skala	Quadrante
Dial light	Skalenbatt licht	Illuminazione della scala (del quadrante)
Dial scale illumination	Skalenbeleuchtung	Illuminazione della scala (del quadrante)
Continuous lampe for recording	Kontroll-Lämpchen für Aufnahme	Lampada di controllo per la registrazione
Continuous tone control	Kontinuierlicher Klangreiger	Regolazione continua della tonalità
Earphone	Kopfhörer	Auricolare, cuffia
Earphone socket	Buchse für Ohrhörer	Presa per auricolare
Equipment	Bestückung	Equipaggiamento (delle valvole o semiconduttori)
External power supply	Externe Stromversorgung	Alimentazione esterna
Ferroceptor aerial	Ferroceptorantenne	Antenna a ferrite
Forwarding and rewinding	Vor-und Rücklauf	Movimento avanti e indietro
Frame aerial	Rahmenantenne	Antenna a quadro
Gain	Verstärkung	Guadagno
High (low) notes adjust	Höhen (tiefen) einstellen	Regolatore delle note alte (basse)
Important hints	Besondere Hinweise	Indicazioni importanti
Indicator for modulation	Anzeigeinstrument für Aussteuerung	Indicatore di modulazione
Indicator for battery control	Anzeigeinstrument für Batteriekontrolle	Indicatore per il controllo delle batterie
Instruction for...	Bedienungshinweise für...	Istruzioni per
Interference	Störende einflüsse	Interferenze (effetto perturbatore)
Input	Eingang	Entrata
Loud speaker	Lautsprecher	Altoparlante
Jack	Docke	Presa Jack
Microphone	Mikrofon	Microfono
Modulation regulator	Aussteuerungregler	Regolatore della modulazione
Knob for station choice	Drehknopf für Senderwahl	Manopola di sintonia (delle stazioni)
Narrow	Schmal	Stretta
Off	Aus	Spento
On	Ein	Acceso
On/off switch	Ein/ Ausschalter	Interruttore acceso/spento
Operating on mains	Netzbetrieb	Alimentazione su rete
Optical control	Optische Kontrol	Controllo ottico
Output	Ausgang	Uscita
Placing and change...	Einsetzen und Auswechsein	Installazione o rimpiazzamento di...

Press button for...	Knopf drücken	Premere il tasto per...
Pull out the dipole aerial and turn it sideways	Dipolantennen herausziehen und seitwärts klappen	Estrarre l'antenna a dipolo ed abbatterla lateralmente
Push button	Taste	Pulsante
Range	Bereich	Gamma
Range selector switch	Bereichsschalter	Commutatore di gamma
Reception with AM or FM or car aerial	Empfang über AM oder UKW oder Autoantenne	Ricezione con antenna AM o FM o antenna autoradio
Receiver	Empfänger	Ricevitore
Reception with AM or FM outdoor aerial	Empfang über AM und UKW Aussenantenne	Ricezione con antenna esterna AM e FM
Reception with buil-in aerial	Empfang über eingebauten Antennen	Ricezione con antenna incorporata
Reproduction of records and tape	Wiedergabe von Schallplatten und Tonbändern	Riproduzione di dischi e di nastri
Removable handle	Koffertragegriff	Impugnatura, custodia rimovibile
Remove earphone	Kopfhörer abnehmen	Togliere l'auricolare
Selectivity	Selektivität	Selettività
Side	Seite	Lato, laterale
Signal strenght	Signal starke	Intensità del segnale
Slide marks	Verschibbare Skalenreiter	Indicatore di scala scorrevole
Socket for connection of... power pack	Buchse für Netzteilschluss	Presa di connessione con la rete elettrica
Socket for...	Buchse für	Presa per...
Stor earphone	Kopfhörer	Inserire l'auricolare
SW fine tuning	KW - Lupe	Sintonia fine per le onde corte
Switching direction	Schalterrichtung	Direzione di commutazione
Switch off	Ausschalten	Escluso, fuori servizio
Telescopic aerial	Teleskopantenne	Antenna telescopica
Treble	Höhen	Alti
Tuning	Abstimmung	Sintonia
Tune finaly to...	Fein abstimmen auf...	Sintonia fine per...
Volum control	Lautstärkerregler	Controllo del volume
Wave band	Wellebereiche	Gamma d'onda
Width	Breite	Larga

Le onde corte nel mondo

Allo scopo di mettere maggiormente in evidenza l'importanza che giorno per giorno vanno acquistando sul piano mondiale le emissioni radiofoniche ad onda corta, concludiamo queste note gettando uno sguardo su quella che è attualmente la situazione generale in tale campo.

Se prendiamo in considerazione l'Africa si può rilevare che colà esistono in prevalenza stazioni a modulazione di ampiezza ed un certo numero di stazioni televisive. Dà un esame più dettagliato della situazione se ne potrebbe concludere che sono in servizio più stazioni nel solo stato di New York che in tutta l'Africa! Escludendo il Sud Africa, che dispone di una rete radiofonica alquanto estesa, si può altresì constatare che gli africani in pratica non ricevono la FM ma solo i trasmettitori ad AM che assommano a cir-

ca 200, e si arriva alla conclusione che essi ascoltano prevalentemente le stazioni ad onde corte. Stazioni che per loro rappresentano una vera e propria finestra aperta sul mondo. Grosso modo si stima infatti che le radio in grado di ricevere le onde corte, in Africa, non sono meno di 6 milioni. Un numero rilevante per un continente nel quale sono stati venduti 12 milioni di radioricevitori.

Una situazione presso a poco identica si può constatare per il Sud e Centro America dove i trasmettitori ad onda media sono destinati a servire le aree delle grandi città mentre esiste una vasta rete di trasmettitori che lavorano su frequenze ad onde corte (tropicali o su altre gamme di radiodiffusione), le cui emissioni sono destinate prevalentemente alle zone rurali e a quelle meno sviluppate.

Una situazione identica si è venuta a creare nel Vicino e nel Lontano Oriente, dove i trasmettitori ad onda media sono utilizzati per servire preferibilmente i territori urbani, oppure l'estero mediante trasmettitori di grande potenza, mentre le regioni dell'interno sono servite prevalentemente da trasmettitori ad onda corta, come avviene per esempio in Cina, India ed altri paesi asiatici.

Negli stessi Stati Uniti, in cui esiste una estesa e complessa rete di trasmettitori AM, FM e TV, si calcola che i ricevitori adatti alla ricezione delle onde corte non siano meno di 5 milioni.

L'Europa, che è caratterizzata da vaste reti che trasmettono nella gamma delle onde lunghe, medie, FM e TV, mostra un considerevole interessamento per la ricezione delle onde corte e si calcola che non meno di un terzo dei radioapparecchi siano in grado di ricevere tali programmi.

Anche l'Italia si sta svegliando dal lungo letargo e, come abbiamò già detto, l'interesse per le OC aumenta giorno per giorno. A questo proposito occorre però considerare che il popolo italiano in fatto di programmi è alquanto esigente, in relazione alla sua competenza, e perciò non si accontenta delle solite e continue litanie politiche che le radio emittenti di dette gamme sono solite somministrare agli ascoltatori.

Inutile dire che anche nell'URSS i servizi di radiodiffusione ad onde corte, aventi carattere interno, sono molto diffusi data la grande estensione del territorio di questa nazione.

La serie di tabelle che pubblichiamo quì di seguito ha il solo scopo di mettere in evidenza quanto abbiamo affermato.

Le ore/frequenza sono state ottenute moltiplicando il numero delle ore giornaliere di trasmissione per il numero delle frequenze.

Area geografica	Emissioni radiofoniche per uso interno (OC)	
	n. trasmettitori	Ore/frequenza giornaliere
Ovest Europa	13	175
Est Europa	6	80
URSS	60	1300
Medio Oriente	16	250
Asia	135	1300
Africa	109	800
Oceania	17	200
Emisfero Ovest	280	4200
	636	8305

Area geografica	Servizi Internazionali	Radiodiffusione OC
	n. trasmettitori	Ore/frequenza giornaliere
Ovest Europa	185	2600
Est Europa	60	700
URSS	100	2000
Medio Oriente	60	650
Asia	145	1800
Africa	81	600
Oceania	11	120
Emisfero Ovest	25	350
USA	40	500
	707	9320

Ore/frequenze giornaliere delle 5 maggiori organizzazioni internazionali

Area geografica	Ore/frequenza giornaliere
Radio Mosca	**2000**
Radio Pechino	**700**
Voce dell'America	**857**
British Broadc. Co. (BBC)	**730**
Radio Europa Libera, R. Liberation (cioè USA in Europa!)	**880**
	5167

Ricevitori per radiodiffusione nel mondo

Area geografica	Popolazione (milioni)	Totale ricevitori (milioni)	Ricevitori atti a ricevere le onde corte
Emisfero Ovest (escluso USA)	250	45	22
Ovest Europa	357	113	50
Est Europa	360	100	35
Africa	290	12	6
Vicino Oriente e Sud Asia	700	18	8
Lontano Oriente	1100	55	10
Oceania	23	7	2
Canada	20	13	3
	3100	363	136

Da questi dati risulta che nel mondo non meno di 136 milioni di radioricevitori sono in grado di ricevere le stazioni ad onda corta.

Che le emittenti ad OC siano in continuo sviluppo è dimostrato dal fatto che parallelamente all'aumento del numero dei trasmettitori, si ha un forte aumento delle potenze che in molti casi superano i 1000 kW. Tale stato di cose, unitamente alla creazione di cêntri satelliti come quelli degli USA in Europa, in Asia ed in Africa e quelli della Germania RF in Africa, non rappresentano certamente il metodo migliore per difendere la causa delle onde corte. Le deleterie conseguenze si avvertono chiaramente anche nella banda delle onde medie in cui la corsa all'aumento di potenza non conosce più freno e lo stato di caos che regna in tale gamma è evidente a chiunque!

Proseguiamo frattanto la pubblicazione dell'elenco delle stazioni O.C., prendendo in considerazione la gamma dei 9 MHz.

Stazione	Nazione	Frequenza kHz	Periodo di emissione
URSS	URSS	9500,00	MPSN
TIRANA	Albania	9498,8	MPSN
BIZAM R.	——	9499,7	M
BERLIN	Germania RD	9500,00	N
ONDURMAN	Sudan	9504,65	MPS
S. DOMINGO	Rep. Domenicana	9505,00	N
PRAHA	Cecoslovacchia	9505,00	MP
BEOGRAD	Yugoslavia	9505,00	MP
EUROPA RADIO	Germ. Port/Usa	9505,00	M
TOKYO	Giappone	9505,00	M
WARSZAWA	Polonia	9505,00	M
LONDON	Inghilterra	9510,000	MPS
ALGER	Algeria	9510,03	S
BUCURESTI	Romania	9509,8	SN
BARQUISIMETO	Venezuela	9509,9	N
ASCENSION	Ascension	9510,0	N
CALTANISSETTA	Italia	9515,00	MPSN
ANKARA	Turchia	9515,00	PS
MEXICO	Messico	9515,0	N
URSS	URSS	9520,02	MPSN
KUWAIT	Kuwait	9519,75	MP
PARIS	Francia	9520,01	PS
RADIO LIBERTY	Germ/Usa	9520,	SN
TIRANA	Albania	9523,2	M
YAMATA	Giappone	9525,00	P
LOPIK	Olanda	9525,00	M
JOHANNESBURG	Sud Africa	9525,0	M
WARSZAWA	Polonia	9524,760	PSN
WIEN	Austria	9525,00	N
LA HABANA	Cuba	9525,00	N
BETHANY	USA	9525,	P
CAIRO	Egitto	9525,1	N
DELHI	India	9530,01	N
PHILIPPINES VOA	Filippine	9529,9	PSN
AMMAN	Giordania	9530,	MP

URSS	URSS	9529,95	N
GREENVILLE	USA	9530,00	N
MONROVIA VOA	Liberia	9530,00	N
TANGER	Marocco	9530,02	S
SCHWARZENBURG	Svizzera	9535,00	MPSN
URSS	URSS	9540,00	PN
WARSZAWA	Polonia	9539,97	NMPS
PRAHA	Cecoslovacchia	9540,0	M
MUENCHEN	Germania RF	9540,00	M
SHEPPARTON	Australia	9539,99	PS
THESSALONIKI	Grecia	9539,95	PS
URSS	URSS	9545,000	MPSN
JULICH	Germania RF	9545,00	NM
DELANO	USA	9544,95	P
BEYROUTH	Libano	9544,74	MP
ACCRA	Ghana	9545,05	M
PHILIPPINES	Filippine	9545,0	N
URSS	URSS	9550,04	SN
PORI	Finlandia	9550,00	MP
WARSZAWA	Polonia	9549,96	MSN
FREDERIKSTADT	Norvegia	9549,8	N
BAGHDAD	Iraq	9554,9	MP
RADIO LIBERTY	Germ/Usa	9555,	SN
PHILIPPINES	Filippine	9555,	P
SOFIA	Bulgaria	9559,6	NM
PARIS	Francia	9560,00	M
GREENVILLE	USA	9560,0	N
SHEPPARTON	Australia	9560,00	M
YAMATA	Giappone	9560,000	PS
AMMAN	Giordania	9560,3	MP
URSS	URSS	9565,000	MPS
KIGALI	Ruanda Urundi	9565,	N
EUROPA RADIO	Port/Germ/Usa	9564,95	S
BETHANY	Usa	9565,00	N
DIXON	Usa	9564,98	M
RECIFE	Brasile	9564,94	N
SANTIAGO	Cile	9571,3	N
BUCAREST	Ungheria	9569,9	PN
MADRID	Spagna	9570,0	PSN
SHEPPARTON	Australia	9570,00	MP
JOHANNESBURG	Sud Africa	9570,	M
BERLIN	Germania RD	9570,00	M
BAMAKO	Malì	9569,97	M
ROMA	Italia	9575,000	PSN
PRAHA	Cecoslovacchia	9575,00	M
DELHI	India	9574,88	P
LONDON	Inghilterra	9580,000	MP
URSS	URSS	9580,00	MPSN
ASCENSION	Ascension	9580,00	SN
PHILIPPINES	Filippine	9580,	N
SHEPPARTON	Australia	9580,00	PM
URSS	URSS	9585,00	S
PARIS	Francia	9584,93	M
LISBOA	Portogallo	9585,00	N
DJAKARTA	Indonesia	9586,9	PN

DAMASCUS	Siria	9584,82	MPSN
DIXON	Usa	9585,	M
URSS	URSS	9590,000	PSN
BUCURESTI	Romania	9589,8	PN
SCHWARZENBURG	Svizzera	9590,000	M
SANTIAGO	Cile	9589,5	N
BONAIRE	Antille	9590,00	N
SCHWARZENBURG	Svizzera	9595,00	PS
EUROPA RADIO	Port/Germ/USA	9595,05	MPS
SALVADOR	Brasile	9592,9	N
URSS	URSS	9600,0	PS
LONDON	Inghilterra	9600,0	N
PRAHA	Cecoslovacchia	9600,0	P
ASCENSION	Ascension	9600,00	M
LIMASSOL BBC	Cipro	9600,00	S
BERLIN	Germania RD	9600,00	N
URSS	URSS	9605,0	MP
BONAIRE	Antille	9605,00	N
JULICH	Germania RF	9605,00	NS
ATHINAI	Grecia	9605,5	MPS
URSS	URSS	9610,00	MPSN
FREDERIKSTADT	Norvegia	9610,1	N
WIEN	Austria	9610,00	P
JULICH	Germania RF	9610,00	N
NOUAKCHOTT	Mauretania	9608,80	P
SACKVILLE	Canada	9610,00	S
C. VATICANO	Vaticano	9515,000	N
PEIPING	Cina	9514,1	N
PHILIPPINES	Filippine	9615,0	P
TANGER	Marocco	9615,03	N
BRUXELLES	Belgio	9615,00	S
RABAT	Marocco	9615,00	MPS
S. JOSE'	Costa Rica	9615,0	N
LUANDA	Angola	9615,15	P
BOSTON	Usa	9615,0	N
URSS	URSS	9620,00	N
SAN PAULO	Brasile	9619,7	N
PARIS	Francia	9620,2	M
BEOGRAD	Yugoslavia	9620,1	PSN
SACKVILLE	Canada	9625,00	MN
HORBY	Svezia	9625,01	M
TEL AVIV	Israele	9624,98	S
LIMASSOL BBC	Cipro	9625,00	N
URSS	URSS	9630,05	N
ROMA	Italia	9630,000	N
SOFIA	Bulgaria	9630,2	S
LUANDA	Angola	9627,8	SN
PRAHA	Cecoslovacchia	9630,00	N
VATICANO	Vaticano	9630,00	P
MONTECARLO	Monaco	9630,3	P
DELHI	India	9630,00	N
APARECIDA	Brasile	9635,00	N
LONDON	Inghilterra	9635,000	N
GREENVILLE	Usa	9635,0	NM
BOGOTA'	Columbia	9635,	N

URSS	URSS	9640,000	PSN
GREENVILLE	Usa	9640,000	N
URSS	URSS	9645,000	MPN
QUITO	Equatore	9645,00	N
C. VATICANO	Vaticano	9644,95	PS
FREDERIKSTADT	Norvegia	9645,03	PN
URSS	URSS	9649,94	PS
LIMASSOL BBC	Cipro	9650,00	MP
JULICH	Germania RF	9650,00	M
CONAKRY	Guinea	9649,7	PS
LONDON	Inghilterra	9650,000	S
PHILIPPINES	Filippine	9655,0	P
JULICH	Germania RF	9655,000	PS
MINHSIUNG	Cina	9656,7	P
RADIO LIBERTY	Germ/Usa	9660,0	PSN
SHEPPARTON	Australia	9660,00	M
URSS	URSS	9660,00	MP
THESSALONIKI	Grecia	9659,95	P
BRASILIA	Brasile	9665,2	N
SCHWARZENBURG	Svizzera	9665,000	PS
URSS	URSS	9665,02	N
YAMATA	Giappone	9670,0	P
DJEDDAH	Arabia S.	9669,9	MPS
GREENVILLE	Usa	9670,00	NM
URSS	URSS	9675,00	N
WARSZAWA	Polonia	9675,1	MP
YAMATA	Giappone	9675,00	P
FLORIANOPOLIS	Brasile	9675,0	N
URSS	URSS	9680,0	N
RADIO LIBERTY	Germ/Usa	9680,	NP
LISBOA	Portogallo	9680,08	N
URSS	URSS	9681,4	MPSN
URSS	URSS	9685,00	SN
ALGER	Algeria	9685,1	MPS
URSS	URSS	9690,00	M
BUENOS AIRES	Argentina	9690,00	N
LIMASSOL BBC	Cipro	9690,000	P
IKOROSU	Nigeria	9689,9	PS
BOSTON	Usa	9690,05	S
ADDIS ABEBA	Etiopia	9695,00	P
KARACHI	Pakistan	9697,2	P
EUROPA RADIO	Germ/Port/Usa	9695,0	MPS
MANAOS	Brasile	9694,95	N
SOFIA	Bulgaria	9700,1	MPSN
DELANO	Usa	9700,	MP
YAMATA	Giappone	9700,00	S
EUROPA RADIO	Port/Ger/Usa	9704,95	MPS
JOHANNESBURG	Africa Sud	9705,03	N
RIO JANEIRO	Brasile	9705,	N
ADDIS ABEBA	Etiopia	9705,00	P
DELHI	India	9705,00	N
ROMA	Italia	9710,000	PSN
BUENOS AIRES	Argentina	9710,00	N
THESSALONIKI	Grecia	9709,95	P

URSS	URSS	9710,00	MP
MANILA VOA	Filippine	9715,1	PS
LOPIK	Olanda	9715,00	MPSN
TANGER	Marocco	9715,	N
BRAZZAVILLE	Congo	9714,850	P
DJEDDAH	Arabia S.	9718,2	MPS
SCHWARZENBURG	Svizzera	9720,000	M
URSS	URSS	9720,00	MPSN
COLOMBO	Ceylon	9720,05	N
EUROPA RADIO	Germ/Port/Usa	9725,	MPS
GREENVILLE	Usa	9725,00	N
TEL AVIV	Israele	9724,85	S
PEIPING	Cina	9730,000	S
BERLIN	Germania RD	9729,8	MPSN
BRAZZAVILLE	Congo	9730,1	M
PORTO ALEGRE	Brasile	9730,0	N
BIZAM RADIO	——	9729,8	M
URSS	URSS	9735,00	SNM
JULICH	Germania RF	9735,00	MPSN
MONROVIA VOA	Liberia	9735,00	M
MONTECARLO	Monaco	9735,1	P
URSS	URSS	9740,00	MPS
LONDON	Inghilterra	9740,00	N
BRUXELLES	Belgio	9740,000	P
BUENOS AIRES	Argentina	9740,3	N
LISBOA	Portogallo	9740,00	S
URSS	URSS	9745,00	PS
ANKARA	Turchia	9745,2	MPS
QUITO	Equatore	9745,0	NM
LONDON	Inghilterra	9750,000	MP
MONROVIA VOA	Liberia	9750,00	M
RADIO LIBERTY	Germ/Usa	9755,	N
BUDAPEST	Ungheria	9755,0	P
BETHANY	Usa	9755,00	MN
KARACHI	Pakistan	9753,1	S
URSS	URSS	9760,00	N
HORBY	Svezia	9760,000	P
MUENCHEN VOA	Germania RF	9760,00	P
MADRID	Spagna	9760,4	MPN
ACCRA	Ghana	9760,0	P
TANGERI	Marocco	9759,96	S
URSS	URSS	9764,8	P
DELHI	India	9765,05	N
LONDON	Inghilterra	9765,00	SN
TAIPEI	Formosa	9765,5	P
URSS	URSS	9770,000	M
LONDON	Inghilterra	9770,000	S
GREENVILLE	Usa	9770,0	M
WIEN	Austria	9770,000	N
URSS	URSS	9775,00	PSN
KINGHASA	Congo	9774,8	MN
URSS	URSS	9780,00	M
CAIRO	Egitto	9780,00	PS
Fuori gamma			
URSS	URSS	9785,00	PS

TIRANA	Albania	9785,2	NP
URSS	URSS	9790,1	PS
URSS	URSS	9795,00	PS
CAIRO	Egitto	9795,05	MPS
URSS	URSS	9800,04	PSN
PEIPING	Cina	9800,3	P
URSS	URSS	9810,00	MPSN
LONDON	Inghilterra	9825,000	MSN
BUDAPEST	Ungheria	9832,8	PSN
BAKU	URSS	9840,00	P
PEIPING	Cina	9859,3	PS
URSS	URSS	9890,00	P
URSS	URSS	9900,00	PS
DELHI	India	9912,1	S
URSS	URSS	9910,0	P
URSS	URSS	9925,00	S
URSS	URSS	9930,00	S
PEIPING	Cina	9946,5	PS
R. ESPADA INDIP.	——	9955,5	S
PEIPING	Cina	9964,4	PS
ROYALIST R.	Yemen	9976,6	P
RADIO ESPANA IND.	——	10110,8	S
URSS	URSS	10530,00	MPN

A. DAVOLI - TEST INSTRUMENTS

FET minor

AUTONOMO - STABILE - PRECISO

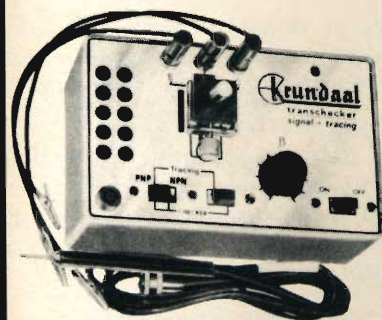
CARATTERISTICHE

Voltmetro elettronico a transistor
Elevata impedenza d'ingresso fino a 80 MΩ V
Elevata sensibilità 250 mV
Lettura Volt corrente alternata picco-picco ed efficace
Impedenza d'ingresso 1,2 MΩ in V c.a.
Linearità da 20 Hz a 100 kHz - letture fino a 20 MHz e oltre
Protetto contro i sovraccarichi e le inversioni di polarità

prezzo netto ai tecnici: L. 29.500

TRANSCHECKER

Il provatransistor universale che segnala l'efficienza di qualsiasi tipo di transistor in modo estremamente rapido, pratico e sicuro.

prezzo netto ai tecnici L. 14.800

ONDAMETRO DINAMICO GRID DIP - METER

Bobine piatte brevettate (50 µA) a zero centrale disinseribile per altre misure.
mod. AF 102

pr. netto ai tecnici L. 29.500

CAPACIMETRO

Il primo capacimetro a lettura diretta per la misura delle basse capacità alla portata di tutti da 1 pF a 10.000 pF in due scale.
mod. AF 101

prezzo netto ai tecnici L. 29.500

GRATIS

A RICHIESTA MANUALE ILLUSTRATO DI TUTTI GLI STRUMENTI KRUNDAAL - DATI DI IMPIEGO - NOTE PRATICHE DI LABORATORIO

A. DAVOLI KRUNDAAL - 43100 PARMA - Via F. Lombardi, 6-8 - Telef. 40.885 - 40.883

LA SCRIVANIA DELLO ZIO

IL TACHIONE

L'esistenza di particelle più veloci della luce fino a due anni fa era considerata pura fantasia. Ora tali particelle non sono state ancora trovate sperimentalmente, ma hanno già il nome « Tachione » in cui ravvisiamo il prefisso « tachi » dal greco, che trovasi in ogni parola esprimente il concetto di velocità.

Come conseguenza della teoria della relatività, la quale assieme alla teoria dei quanti presiede alla fisica contemporanea, si riteneva che la luce esprimesse il limite superiore della velocità. Ma una considerazione più accurata delle equazioni di base ha condotto alla conclusione che la velocità della luce è soltanto « un limite ». Quindi possono esistere delle particelle per le quali la velocità della luce è limite « inferiore ». Gli scienziati stanno perdendo il sonno per trovare queste particelle, che rivoluzionerebbero le già nostre rivoluzionate nozioni dell'Universo. Per ora le hanno solo battezzate.

CIBI TELECOMANDATI

Non sorprenderà nessuno, e meno che mai i lettori di questa rivista, l'impianto realizzato da una società svedese per distribuire il cibo nelle mense, negli ospedali, negli alberghi, nelle scuole e in ogni edificio dove, ad un certo momento, si possa mangiare o bere.

In fondo, un buon tecnico ben fornito di cataloghi di ogni prodotto, dai trafilati ai componenti elettronici, è in grado di progettare oggigiorno qualunque servizio automatizzato. Quello del pranzo su telecomando consiste nella surgelazione di pietanze divise in unità da una porzione; successivo immagazzinamento; partenza dietro comando a pulsante; arrivo a destino su nastro trasportatore.

Ai tecnici basta avere delle idee e, teoricamente, sono tutte realizzabili.

Credo che il miglior consiglio da dare a chi, in futuro, voglia farsi una posizione solida e ben retribuita, sia quello di imparare la cucina casalinga. Saper cucinare di prima mano gli spaghetti alle vongole, o l'abbacchio alla romana, o polenta e passeri alla bergamasca, sarà quanto prima una virtù quasi introvabile.

PING PONG DI ONDE TERMICHE

La dissipazione delle onde termiche mediante rimbalzo è il sistema adottato nei voli spaziali.

Esso viene messo in pratica soprattutto per la conservazione dell'ossigeno allo stato liquido. Se gli astronauti dovessero portarsi le scorte di ossigeno gassoso, i serbatoi sarebbero grandi come cattedrali. A —185 °C l'ossigeno occupa uno spazio mille volte più piccolo. Il problema è conservare a lungo l'ossigeno liquido, da trasformare in gas per la respirazione solo al momento dell'uso.

La soluzione più razionale è quella ideata a Downey, in California, da due ingegneri. Si tratta dell'applicazione di sottili rivestimenti termoriflettenti alle superfici dell'intercapedine fra un primo e un secondo contenitore.

Il calore irradiato dall'esterno va a riflettersi « avanti e indietro » nel vuoto dell'intercapedine, rimbalzando come le palline di ping-pong. I progettisti ritengono che sia ancor meglio costruire diversi involucri o schermi attorno al contenitore vero e proprio di ossigeno, col vuoto in ogni intercapedine.

Se il calore tenta di passare attraverso uno di questi sbarramenti viene trattenuto dal successivo dove ricomincia a rimbalzare fra una parete e l'altra. In tal modo, le possibilità di infiltrazioni di calore diminuiscono mano a mano che ci si avvicina al serbatoio interno.

IL TEMPO

E facciamo anche noi un po' di ping-pong, saltando da questa nostra epoca che ha già un piede nel futuro, ad un passato di molti millenni. Quando non c'erano nè orologi nè calendari, come avranno fatto i nostri lontani antenati a comunicarsi l'idea di tempo? Per esempio, anche allora due abitatori delle caverne si saranno detti, per esempio: — troviamoci domani mattina per cacciare l'orso.

Certo, non avranno potuto precisare « alle quattro e mezza » oppure « alle cinque » perché la divisione del tempo, come costruita dalla mente umana, non c'era ancora. Ma possiamo essere sicuri che qualche modo per incontrarsi puntualmente lo avranno trovato.

L'osservazione empirica del primitivo fu la ripetizione regolare dei fenomeni celesti, e da ciò nacque il primo concetto di divisione del tempo: giorno e notte, quando c'è la luce e quando non c'è. Il giorno fu l'unità di tempo per migliaia d'anni dei popoli da cui nacque la civiltà mediterranea. Poi si passò alle fasi lunari, e così nacque il mese. Infine il succedersi delle stagioni, e si ebbe l'anno solare. Attualmente l'unità di misura del tempo è il minuto secondo.

La nostra vita quotidiana si serve soprattutto dei suoi multipli. La fisica e lo sport si servono anche dei sottomultipli.

LO SPILLO

La condizione di scienziato porta con sè la distrazione, dalla quale non sono indenni neppure le appartenenti al gentil sesso.

Maria Curie fu distratta come tutti i suoi illustri colleghi. Si racconta che un giorno la cameriera si rivolse, spaventatissima, a Maria Curie dicendo: — Signora! ho ingoiato uno spillo! — Al che la Curie rispose: — E perché ti affanni? Eccone un altro

Zio Ruben

circuiti

Di produzione interamente europea, la gamma di Circuiti Integrati Philips offre le soluzioni più adatte ad ogni vostro problema:

DTL (t_{pd} = 30 ns)

Serie FC - Compatibile con la serie 200
0-75°C

FCH 101	- Singola porta NAND
FCH 111	- Singola porta NAND
FCH 121	- Doppia porta NAND
FCH 131	- Doppia porta NAND
FCH 141	- Tripla porta NAND
FCH 151	- Tripla porta NAND
FCH 161	- Tripla porta NAND
FCH 171	- Tripla porta NAND
FCH 181	- Quadrupla porta NAND
FCH 191	- Quadrupla porta NAND
FCH 201	- Sestuplo inverter
FCH 211	- Sestuplo inverter
FCH 221	- Doppia porta NAND per pilotaggio di linee
FCH 231	- Doppia porta NAND per pilotaggio di linee
FCY 101	- Triplo espansore di ingresso
FCJ 101	- Flip-Flop J.K.
FCJ 111	- Flip-Flop J.K. master-slave
FCJ 201	- Flip-Flop J.K. master-slave
FCJ 121	- Doppio Flip-Flop J.K. master-slave
FCJ 131	- Doppio Flip-Flop J.K. master-slave
FCJ 191	- Doppio Flip-Flop J.K. master-slave
FCJ 211	- Doppio Flip-Flop J.K. master-slave
FCK 101	- Multivibratore monostabile
FCK 101Q	- Multivibratore monostabile
FCL 101	- Rivelatore di livello (trigger di Schmitt)

Circuiti complessi

FCH 281	- Comparatore a 5 bits
FCH 291	- Rivelatore di parità a 10 bits
FCH 301	- Decodificatore a 4 bits
FCJ 141	- Decade asincrona
FCJ 221	- Quadruplo Flip-Flop tipo D
FCL 111	- Decoder/NIT driver

DTL

Serie FC - Versione militare
— 55° + 125 °C

FCH 102	- fino a 212 - Porte NAND
FCH 222	- Doppia porta NAND per pilotaggio di linee
FCJ 102	- Flip-Flop J.K.
FCK 102	- Multivibratore monostabile
FCK 102Q	- Multivibratore monostabile
FCL 102	- Rivelatore di livello

TTL (t_{pd} = 13 ns)

Serie FJ - Compatibile con la serie 74

FJH 101	- Singola porta NAND	(7430)
FJH 111	- Doppia porta NAND	(7420)
FJH 121	- Tripla porta NAND	(7410)
FJH 131	- Quadrupla porta NAND	(7400)
FJH 141	- Doppia porta NAND (buffer)	(7440)
FJH 151	- Doppia porta AND-OR-NOT	(7450)
FJH 161	- Doppia porta AND-OR-NOT	(7451)
FJH 171	- Porta espandibile AND-OR-NOT	(7453)
FJH 181	- Porta AND-OR-NOT	(7454)
FJH 221	- Quadrupla porta NOR	(7402)
FJH 231	- Quadrupla porta NAND	(7401)
FJY 101	- Doppio espansore AND-OR-NOT	(7460)
FJJ 101	- Flip-Flop J.K.	(7470)
FJJ 111	- Flip-Flop J.K. master-slave	(7472)
FJJ 121	- Doppio Flip-Flop J.K. master-slave	(7473)
FJJ 131	- Doppio Flip-Flop tipo D	(7474)

Circuiti complessi

FJJ 141	- Decade asincrona	(7490)
FJJ 181	- Quadruplo Flip-Flop	(7475)
FJJ 191	- Doppio Flip-Flop J.K. master-slave	(7476)
FJL 101	- Decoder/Nit Driver	(7441A)

SEZ. ELCOMA

PHILIPS

Documentazioni Tecniche sui Circuiti Integrati

Dati tecnici:
299 - Circuiti integrati lineari
291 - Circuiti integrati digitali (serie FC, FJ, FH)

A Modena, recentemente, è stata costituita la U.R.P. l'Unione Radiotecnici Professionisti. L'iniziativa che ha interessato anche diversi Tecnici Bolognesi, conta nei prossimi giorni di sviluppare in tutta l'Emilia la formazione di un Albo Professionale dei Tecnici dell'elettronica in genere. Dai Tecnici modenesi è stata accolta con entusiasmo l'iniziativa e con la collaborazione di diversi Tecnici verrà istituito un vero e proprio Ordine Professionale finora inesistente. Una riunione è bastata per mettere d'accordo sulle linee di base delle iniziative per offrire a tutti gli iscritti quello che finora non si era mai fatto; cioè: Una sede con biblioteca tecnica per la consultazione di riviste e pubblicazioni varie del ramo. Organizzazione generale e tutela dei vari iscritti, con una commissione che vigili sull'operato degli iscritti che essendo partecipi di un Ordine Professionale dovranno adoperarsi in modo che goda della fiducia e stima degli utenti. Per ora c'è già un consiglio Direttivo e si stà già formando lo Statuto della nuova U.R.P. che con l'entusiasmo dimostrato da diversi Tecnici senz'altro vedrà realizzato entro breve termine l'Albo Professionale.

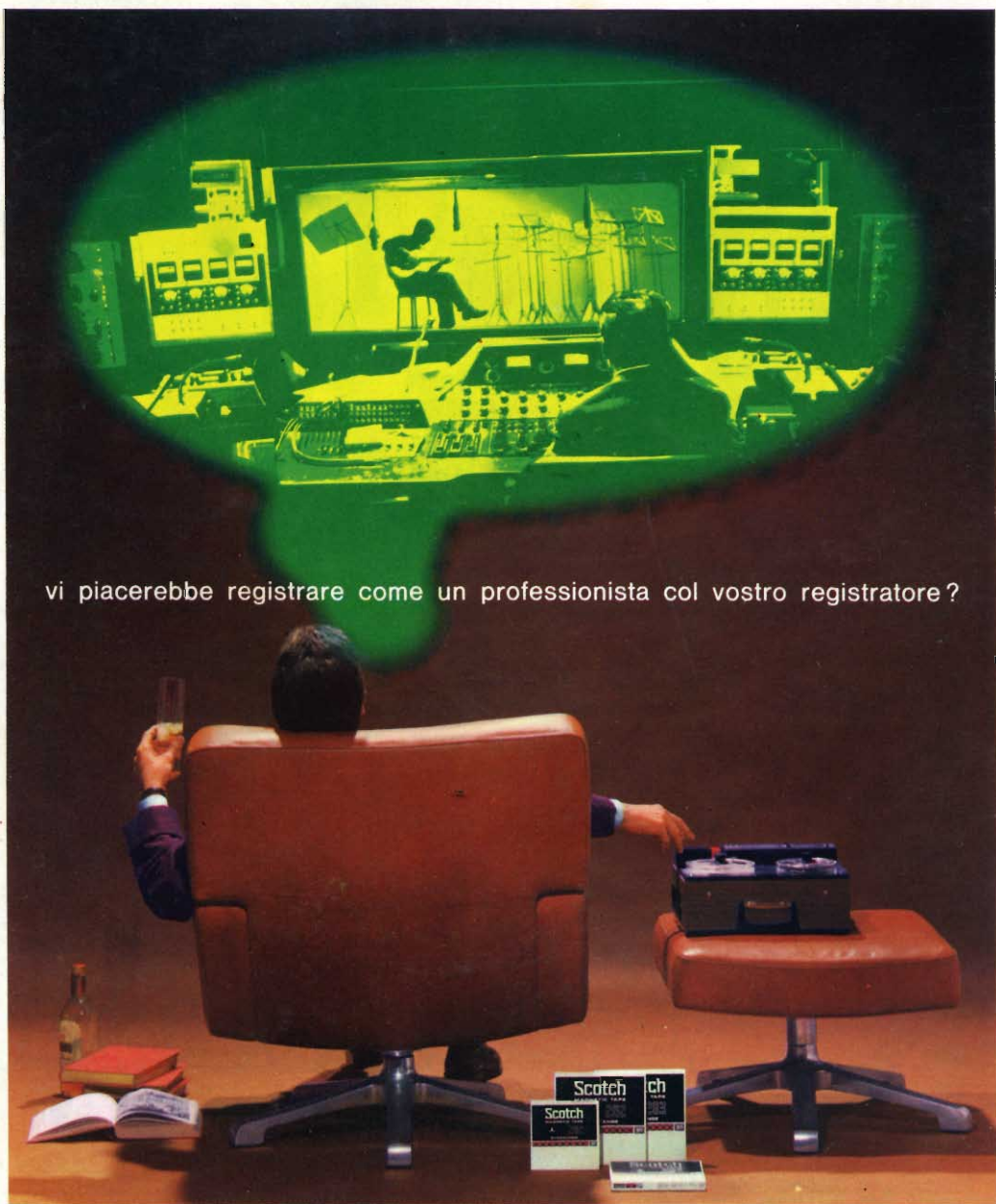
SOLUZIONE DEL CRUCIVERBA TECNICO PUBBLICATO SUL MESE DI APRILE

SOMMARIO INSERZIONI

	pagina
BALCO	698
BASF	761
B & O	757
BRITISH	664
CASSINELLI	673
CHINAGLIA	743
DUCATI	698
FACON	660
FRACARRO	741
G.B.C. MODENA	732
ICE	646-647
IST. DI TECNICA ELETTRONICA G. MARCONI	768
KRUNDAAL	769
LESA	716
PHILIPS	686-715-772-773
PRESTEL	691
RCF	737
SCUOLA RADIO ELETTRA	652
SICTE	678
SOC. IT. TELEC. SIEMENS	650
TAPE AMPLI RECORD	751
UNAOHM	674

TARIFFE ESTERE

ARGENTINA	Pesos 135
AUSTRALIA	Sh. 12.10
BRASILE	Crs. 1.200
CANADA	$ Can. 1.20
CILE	Esc. 1.35
EGITTO	Leg. 0/420
ETIOPIA	$ Et. 2.35
GIAPPONE	Yen. 346.80
ISRAELE	L. I. 3.30
LIBIA	L. Lib. 0/345
PARAGUAY	Guar. 120
PERU'	Sol. 42.85
SUD-AFRICA	R. 0.80
TURCHIA	L. T. 8.70
URUGUAY	Pesos 10.45
U.S.A.	$ 1.60
VENEZUELA	Bs. 6.60

lineaS
FIVRE

vi piacerebbe registrare come un professionista col vostro registratore?
Scotch
Scotch